

**UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID**

**ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR**



## **TRABAJO FIN DE GRADO**

**Diseño de un array lineal de ranuras con polarización dual  
sobre sustrato para banda Ku**

**Diego Barrio Tejedor**

**Julio 2014**



# **Diseño de un array lineal de ranuras con polarización dual sobre sustrato para banda Ku**

**AUTOR: Diego Barrio Tejedor**  
**TUTOR: José Luis Masa Campos**

**Grupo de Radiofrecuencia, Circuitos, Antenas y Sistemas**  
**Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones**  
**Escuela Politécnica Superior**  
**Universidad Autónoma de Madrid**  
**Julio de 2014**



## Resumen

El objetivo de este proyecto es diseñar una agrupación de antenas de ranuras que permita comunicaciones con dos polarizaciones de campo eléctrico de manera simultánea para banda 'Ku'. Se realizará el diseño de un *array* lineal sobre una guía de onda cuadrada con una frecuencia de trabajo a 17GHz. En función del número de elementos, el tipo de alimentación, el tamaño y la posición de estas ranuras en la antena, puede plantearse diferentes diagramas de radiación.

Para la realización de la guía de onda, se desea emplear FR4, uno de los sustratos más baratos del mercado, mediante apilamiento de sustratos y metalizando las paredes interiores de la estructura. Para mejorar alguna de las limitaciones derivadas de la utilización de guías metálicas como el coste o el peso.

Como última etapa, se investigará una mejora para el método que se está empleando en el RFCAS de compensación de acoplo de campo eléctrico entre elementos, que permita modelar el comportamiento del *array* completo mediante simulaciones parciales de la estructura. Permitiendo realizar simulaciones más pequeñas para cada uno de los cambios que ocurran durante proceso. Esta mejora reduce el tiempo empleado, para esta tarea, de manera muy significativa.

## Palabras clave

Array lineal, ranuras, acoplo, guía de onda cuadrada, apilamiento de sustratos, FR4, diagrama de radiación, parámetros S, coeficiente de reflexión, constante dieléctrica, antena, alimentación taper, polarización dual, modelo de compensación de campo eléctrico cercano.



## **Abstract**

The goal of this project is to design a slotted array antennas which allows communications for dual polarization of electric field simultaneously of Ku band. It will be made the design of a lineal array on a square waveguide which will operate with a frequency of 17GHz. Depending on the number of elements, the type of power and both the size and the position of these slots in the antenna, different radiation patterns can be suggested.

So as to performing the waveguide it is wished to use FR4, one of the cheapest substrates in the market, by stacking the substrates and metallizing the inner sides of the structure, and thus achieving an improvement in some of the limitations derived of the use of metal waveguides such as cost or weight.

As a final stage, it will be investigated an improvement for the method which is being used in RFCAS about coupling compensation of electric field between elements. This will allow modeling the behavior of the entire array by partial simulation of the structure, allowing to make smaller simulations for each changes that occur during the process. This improvement reduces the utilized time in this task very significantly.

## **Key Words**

Lineal array, slots, coupling, square waveguide, stacking substrates, FR4, radiation pattern, S parameter, reflection coefficient, dielectric constant, antenna, power taper, dual polarization, radiated near-field compensation model.





## Agradecimientos

Nunca pensé que los agradecimientos sería la parte que más me costaría escribir... Las palabra que escribo a continuación, me parecen insuficientes para lo que de verdad se merecen las personas que me acompañaron todo este tiempo.

No hubiera sido lo mismo sin mi tutor, José Luís Masa Campos, sin su ayuda, todo esto no hubiera sido posible. Siempre me ha ayudado a continuar, tanto si había quedado con él como si me presentaba en su despacho sin avisar, y siempre con una sonrisa en la cara. Estuviera ocupado o no, siempre tuvo tiempo para mí.

Tampoco hubiera sido lo mismo sin mis dos cansinos compañeros, de toda la carrera y del RFCAS, Eduardo y Paula. Todos los contadores absurdos, en los que ganaba Paula de goleada, la magnífica lista de reproducción de música, que amenizaba cada mañana y muchas tardes en el laboratorio, y por supuesto, cada uno de los buenos momentos que hemos pasado dentro. Gracias por aguantarme cada día.

Gracias también a mis compañeros, la ansiada hora de la comida, los partidos de *champions league* después de prácticas, los descansos entre clases... Me han ayudado a desconectar y a no volverme loco durante todo este último año.

Agradecer también a mis amigos de toda la vida, aunque este en año no nos hemos podido ver todo lo que nos hubiera gustado, siempre habéis estado ahí cuando os he necesitado.

Por último, y no por ello menos importante, agradecer a mis padres y a mi hermano todo lo que han hecho por mí.

Muchas Gracias.



# ÍNDICE DE CONTENIDOS

## Contenido

1. Introducción .....	1
1.1 Motivación.....	1
1.2 Objetivos.....	1
1.3 Organización de la Memoria .....	1
2. Estado del Arte .....	3
2.1 Principios básicos de antenas .....	3
2.1.1 Concepto de Antena.....	3
2.1.2 Tipo de Antenas.....	3
2.1.3 Bandas de frecuencias.....	3
2.2 Parámetros de antenas en transmisión. ....	5
2.2.1 Impedancia de entrada .....	5
2.2.2 Parámetros de dispersión o parámetros s .....	5
2.2.3 Diagrama de Radiación.....	7
2.2.4 Parámetros del diagrama de radiación .....	9
2.2.5 Ángulo sólido, intensidad de radiación, directividad, ganancia y eficiencia .....	10
2.2.5 Polarización .....	12
2.3 Elemento Radiante – Ranuras .....	13
2.4 Agrupaciones de antenas – Array .....	14
2.4.1 Arrays Lineales .....	16
2.5 Guía de Onda .....	17
2.5.1 Modos de Propagación .....	18
2.5.2 Guía de onda cuadrada .....	19
3. Diseño de la Antena .....	21
3.1 – Introducción.....	21
3.2 – Diseño de la Estructura.....	21
3.2.1 – Caracterización de la guía de onda .....	21
3.2.2 – Sustratos Apilados.....	23
3.3 – Diseño del elemento unitario.....	24
3.4 – Modelo de análisis de dos puertos.....	26
3.5 – Estudio de acoplamiento.....	27
3.5.1 Estudio de acoplamiento para diferentes sustratos .....	27
3.5.2 Estudio de acoplamiento para elemento unitario .....	29

3.6 Diseño del Array.....	31
3.6.1 Alimentación por onda progresiva.....	31
3.6.2 Ley de alimentación del array .....	32
3.6.3 Coeficientes de Acoplo del Array .....	35
3.6.4 Array lineal de 24 elementos sin compensación de acoplo.....	36
4. Modelo de compensación de acoplo por partes .....	47
4.1 – Introducción.....	47
4.2 – Desarrollo del Método .....	48
4.3 Análisis del Método.....	50
5. Nuevo Elemento Radiante.....	55
5.1 – Introducción.....	55
5.2 -Nuevo Elemento Radiante.....	55
6. Conclusiones y trabajo futuro .....	69
Conclusiones.....	69
Trabajo Futuro .....	70
Referencias .....	71
Anexos.....	A
Tablas .....	A

# ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 Ondas reflejadas e incidentes en una red .....	6
Figura 2.2 Sistema de coordenadas esféricas .....	7
Figura 2.3 Diferentes representaciones de un diagrama de radiación .....	7
Figura 2.4 Antena de Bocina .....	8
Figura 2.5 Diagramas de radiación por cortes en planos.....	9
Figura 2.6 Parámetros del diagrama de radiación .....	9
Figura 2.7 Ángulo sólido por una superficie esférica de valor $r^2$ situada sobre una esfera de radio $r$ .....	10
Figura 2.8 Polarización.....	12
Figura 2.9 Polarización Elíptica .....	13
Figura 2.10 Ranuras sobre guía de onda rectangular.....	13
Figura 2.11 Ranuras sobre guía de onda rectangular con líneas de corriente .....	14
Figura 2.12 Alimentación de una ranura por línea microstrip.....	14
Figura 2.13 Distintos tipos de agrupaciones de antenas-Array .....	15
Figura 2.14 Array lineal de N elementos equiespaciados .....	16
Figura 2.15 Leyes de Alimentación tipo Taper .....	17
Figura 2.16 Guía de onda rectangular .....	18
Figura 2.17 Modos de propagación en guía de onda rectangular o cuadrada .....	19
Figura 3.1 Array completo de 24 elementos en CST .....	21
Figura 3.2 Carta de modos de la guía cuadrada rellena de aire( $a=10,6\text{mm}$ ) .....	22
Figura 3.3 Dos sustratos apilados .....	23
Figura 3.4 Guía de onda mediante sustratos apilados .....	24
Figura 3.5 Elemento unitario vista planta.....	24
Figura 3.6 Campo y corrientes superficiales en los modos de la guía del TFG.....	25
Figura 3.7 Ranura longitudinal y transversal.....	25
Figura 3.8 Modelo de dos puertos .....	26
Figura 3.9 Sustrato sobre guía .....	27
Figura 3.10 Acoplamiento con diferentes sustratos .....	28
Figura 3.11 Comportamiento ranura elemento radiante – Teórico .....	29
Figura 3.12 Monitores de Campo Eléctrico .....	30
Figura 3.13 Comportamiento ranura elemento radiante [Módulo] – Campo Máximo ..	30
Figura 3.14 Comportamiento ranura elemento radiante [Fase] – Simulado .....	31
Figura 3.15 Alimentación por onda progresiva en guía de onda.....	32
Figura 3.16 Ley de Alimentación del Array – Módulo de los coeficientes.....	33
Figura 3.17 Factor de Array .....	35
Figura 3.18 Solapamiento de ranuras .....	38
Figura 3.19 Parámetro $S_{1,1}$ del Array.....	39
Figura 3.20 Parámetro $S_{2,1}$ del Array .....	39
Figura 3.21 Campo radiado por los elementos del Array modo Te10 .....	40
Figura 3.22 Componente copolar modo Te10 - Cartesianas .....	41
Figura 3.23 Componente copolar con desfase progresivo teórico, modo Te10 – Cartesianas.....	41
Figura 3.24 Componente copolar, modo Te10 – polares .....	42
Figura 3.25 Componente contrapolar, modo Te10 – polares .....	42
Figura 3.26 Campo radiado por los elementos del Array modo Te01 .....	43
Figura 3.27 Componente copolar modo Te01 – Cartesianas.....	44

Figura 3.28 Componente copolar con desfase progresivo teórico, modo Te01 – Cartesianas.....	44
Figura 3.29 Componente copolar, modo Te01 – polares .....	45
Figura 3.30 Componente contrapolar, modo Te01 – polares .....	45
Figura 4.1 Ajuste de la ranura novena – 5 elementos.....	48
Figura 4.2 Simulaciones troceadas especiales – 5 Elementos .....	48
Figura 4.3 Datos disponibles de cada simulación – 5 Elementos.....	49
Figura 4.4 Constante K -Modo TE10 .....	51
Figura 4.5 Constante K -Modo TE01 .....	51
Figura 4.6 Coeficiente de Acoplo – TE10 .....	52
Figura 4.7 Coeficiente de Acoplo – TE01 .....	52
Figura 4.8 Coeficiente de Acoplo para más elementos -Te01 .....	53
Figura 4.9 Predicción de fase – TE10.....	53
Figura 4.10 Predicción de fase – TE01 .....	54
Figura 5.1 Array completo de 24 elementos en CST-Nuevo Elemento Radiante.....	55
Figura 5.2 Nuevo Elemento Radiante.....	56
Figura 5.3 S11 – 'ld'=0mm - Te10 .....	56
Figura 5.4 S11 – 'ld'=2,4mm -Te10 .....	57
Figura 5.5 S11 – 'ld'=3,5mm -Te10 .....	57
Figura 5.6 S21 – 'ld'=0mm -Te10 .....	57
Figura 5.7 S21 – 'ld'=2,4mm -Te10 .....	58
Figura 5.8 S21 – 'ld'=3,5mm -Te10 .....	58
Figura 5.9 S11 – 'ld'=0mm -Te01 .....	59
Figura 5.10 S11 – 'ld'=2,4mm -Te01 .....	59
Figura 5.11 S11 – 'ld'=3,5mm -Te01 .....	59
Figura 5.12 S21 – 'ld'=0mm -Te01 .....	60
Figura 5.13 S21 – 'ld'=2,4mm -Te01 .....	60
Figura 5.14 S21 – 'ld'=3,5mm -Te01 .....	60
Figura 5.15 Parámetro $S_{1,1}$ del Array – Nuevo elemento .....	62
Figura 5.16 Parámetro $S_{2,1}$ del Array – Nuevo elemento .....	63
Figura 5.17 Campo radiado por los elementos del Array modo Te10 – Nuevo Elementos .....	64
Figura 5.18 Componente copolar modo Te10 – Cartesianas – Nuevo Elemento.....	64
Figura 5.19 Componente copolar, modo Te10 – polares – Nuevo Elemento .....	65
Figura 5.20 Componente contrapolar, modo Te10 – polares – Nuevo Elemento .....	65
Figura 5.21 Campo radiado por los elementos del Array modo Te01 – Nuevo Elementos .....	66
Figura 5.22 Componente copolar modo Te01 – Cartesianas – Nuevo Elemento.....	66
Figura 5.23 Componente copolar, modo Te01– polares – Nuevo Elemento .....	67
Figura 5.24 Componente contrapolar, modo Te01 – polares – Nuevo Elemento .....	67

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2-1 División por décadas .....	4
Tabla 2-2 División en Microondas .....	4
Tabla 2-3 Descripción de parámetros S .....	6
Tabla 3-1 Resumen de la caracterización de la guía de onda cuadrada de este TFG .....	22
Tabla 3-2 Valores máximos de acoplamiento para diferentes sustratos .....	28
Tabla 3-3 Valores máximos de acoplamiento para diferentes espesores de FR4 .....	29
Tabla 3-4 Ley de Alimentación completa del Array .....	34
Tabla 3-5 Coeficientes de acoplo para un array de 24 elementos, distribución de Taylor -26 dB y con una potencia residual del 2% .....	36
Tabla 3-6 Longitudes y Coeficientes de Acoplo del array lineal sin compensación de acoplo .....	37
Tabla 3-7 Desplazamiento offset de los elementos del array .....	38
Tabla 5-1 Comparativa del nuevo elemento .....	61
Tabla 5-2 Comparativa entre los 24 elementos del array .....	61

## ÍNDICE DE TABLAS

Anexo A Espesores del Dieléctrico .....	A
Anexo B Coeficiente de acoplamiento en función de la longitud – ranura transversal....	B
Anexo C Coeficiente de acoplamiento en función de la longitud – ranura longitudinal D	
Anexo D Nuevo coeficiente de acoplamiento .....	D
Anexo E Constante K .....	E





# 1.Introducción

---

Este escrito describe el trabajo fin de grado *“Diseño de un array lineal de ranuras con polarización dual sobre sustrato para banda Ku”*. Consta con un diseño de agrupación de antenas de ranura con una frecuencia central de operación a 17GHz. En esta sección se explica la motivación que ha orientado las directrices de este trabajo, los objetivos que se propusieron y la organización de los futuros capítulos.

## 1.1 Motivación

Vivimos en un mundo que cada día más competitivo, ya no es suficiente ofrecer un buen servicio, sino que cada vez se busca con más ahínco, innovar y mejorar, en múltiples factores como el tamaño, el coste, la adaptación al medio, etc.

En el mundo de las radiocomunicaciones toma protagonismo la tecnología de antenas impresas que permite construir antenas de altas prestaciones en dimensiones más pequeñas y con costes de fabricación menores.

En el grupo RFCAS de la escuela politécnica superior, se había diseñado una agrupación de ranuras en guía de onda cuadrada metálica, que permitía comunicaciones con dos polarizaciones de campo eléctrico de manera simultánea. Sin embargo la utilización de guía cuadrada metálica ocasiona que la antena tenga limitaciones como su elevado coste, peso o incluso la integración con otros subsistemas. Por ello se quiere rediseñar esta agrupación de ranuras sobre una guía de onda fabricada con FR4, uno de los sustratos más baratos del mercado, sin perder ningún tipo de prestación en la antena.

## 1.2 Objetivos

1. Diseño y caracterización de la guía de onda cuadrada a utilizar, que permita la polarización dual del campo eléctrico en banda Ku.
2. Diseñar una estructura óptima y realizable que permita la utilización de FR4 como sustrato.
3. Diseñar y caracterizar una nueva ranura radiante que sea capaz de excitar dos modos del campo eléctrico por igual y de manera simultánea.
4. Diseño de un array lineal sobre guía de onda utilizando los elementos anteriormente especificados.

## 1.3 Organización de la Memoria

La documentación del proyecto estará estructurada según los siguientes apartados:

- El capítulo 2 hace referencia íntegramente al Estado del Arte actual, con énfasis en los conceptos básicos de antenas, fundamentos de arrays y ranuras.
- El capítulo 3 describe el proceso realizado para diseñar y caracterizar la antena, desde la guía de onda, hasta una primera aproximación del array lineal sin compensación de acople mutuo entre elementos.

- El capítulo 4 se centra exclusivamente en describir una mejora en el método de compensación de acoplo, desarrollada durante este TFG, capaz de aligerar sustancialmente el tiempo necesario para completar esta etapa en el diseño de cualquier array.
- El capítulo 5 presenta un nuevo diseño del elemento radiante capaz de solucionar los problemas con la fase, que surgieron al implementar el array del capítulo 3.
- Por último, el capítulo 6 muestra las conclusiones extraídas y un apartado de futuras líneas de trabajo que se dejan abiertas en este TFG.

# 2. Estado del Arte

---

## 2.1 Principios básicos de antenas

### 2.1.1 Concepto de Antena

El “*Institute of Electrical and Electronics Engineers*” (IEEE) define una antena como aquel dispositivo “metálico” capaz de radiar o recibir ondas de radio electromagnéticas de un sistema transmisor o receptor, que además adapta la salida o entrada al medio [6]. El objetivo de una buena antena es radiar la potencia suministrada en la dirección adecuada, con un buen rendimiento de radiación y estando bien adaptada a la línea de transmisión que se conecta.

### 2.1.2 Tipo de Antenas

Existe una gran diversidad de antenas debido a la enorme variedad de condiciones que pueden adquirir (diferente direccionalidad, niveles de potencia, frecuencia de trabajo...). Se clasifican de la siguiente manera:

- **Antenas Lineales:** Antenas formadas por hilos conductores eléctricamente delgados, el radio es mucho menor que la longitud de onda  $\lambda_0$ . Las corrientes en este tipo de antenas viajan longitudinalmente a lo largo del hilo conductor. Ejemplos: *Dipolos, monopolos, antenas de cuadro*.
- **Antenas Impresas:** Antenas realizadas sobre sustrato impreso con un espesor cuya dimensión está en el rango de  $[0,005\lambda_0 - 0,2\lambda_0]$ . Esto facilita su integración en sistemas como teléfonos móviles o microcontroladores. Tienen un bajo coste, a cambio de una banda estrecha y limitaciones por potencia. Ejemplos: *Antenas de parche microstrip*.
- **Antenas de Apertura:** La onda electromagnética se radia al medio por una apertura física en la antena. Tienen una alta ganancia y un gran ancho de banda. Ejemplos: *Bocina, reflector*.
- **Arrays de Antenas:** son agrupaciones de cualquier tipo de elemento radiante (parches, ranuras, dipolos...) permitiendo mejorar la ganancia respecto a la antena individual y obtener un mayor control sobre el diagrama de radiación. La red de alimentación se encarga de unir todos los elementos, cobrando una gran importancia en el diseño de este tipo de antenas.
- **Antenas Inteligentes:** son arrays de antenas que permiten modificar sus propiedades de radiación al medio mediante algoritmos de procesamiento de señal.

### 2.1.3 Bandas de frecuencias

Una banda de frecuencia es un intervalo del espectro electromagnético destinado a diferentes usos de las radiocomunicaciones. La Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU) es el organismo que se encarga de regular esta división del espectro.

Banda	Frecuencia	Longitud onda	Denominación	Aplicaciones
ELF	< 3 KHz	> 100 km	Extremely Low Frequency	
VLF	3 – 30 KHz	100 – 10 km	Very Low Frequency	Navegación, Sonar
LF	30 – 300 KHz	10 – 1 km	Low Frequency	Radio balizas, ayudas navegación
MF	0.3 – 3 MHz	1000 – 100 m	Medium Frequency	AM radiodifusión, radio marítima, guarda costas
HF	3 – 30 MHz	100 – 10 m	High Frequency	Teléfono, telegrafía, radioaficionados
VHF	30 – 300 MHz	10 – 1 m	Very High Frequency	TV, FM radiodifusión, control aéreo
UHF	0.3 – 3 GHz	100 – 10 cm	Ultra High Frequency	TV, celular(UMTS, GSM), radar, GPS
SHF	3 – 30 GHz	10 – 1 cm	Super High Frequency	WLAN, radioenlaces, radar aéreo, com.s satélite (DBS)
EHF	30 – 300 GHz	10 – 1 mm	Extremely High Frequency	Radar militar, com.s inalámbricas de banda ancha, sistemas de guiado autónomo vehículos

Tabla 2-1 División por décadas

Banda	Frecuencia	Longitud onda
L	1 - 2 GHz	30 – 15 cm
S	2 - 4 GHz	15 – 7.5 cm
C	4 – 8 GHz	7.5 – 3.75 cm
X	8 – 12.4 GHz	3.75 – 2.42 cm
Ku	12.4 – 18 GHz	2.42 – 1.66 cm
K	18 – 26.5 GHz	1.66 – 1.11 cm
Ka	26.5 – 40 GHz	11.1 – 7.5 mm
mm	40 – 300 GHz	7.5 – 1 mm

Tabla 2-2 División en Microondas

## 2.2 Parámetros de antenas en transmisión.

### 2.2.1 Impedancia de entrada

Es la relación entre tensión y corriente en los terminales de la antena. Condiciona las tensiones que los generadores deben aplicar para obtener determinados valores de corriente, y en consecuencia, una potencia radiada.

$$Z_a = \frac{V_a}{I_a} \quad (2.1)$$

La impedancia es un número complejo cuya parte real  $R_a(\omega)$  se llama *resistencia* de la antena y la parte imaginaria  $X_a(\omega)$  *reactancia*.

$$Z_a = \frac{V_a}{I_a} = R_a + jX_a \quad (2.2)$$

Por lo general se diseña la antena para que tenga parte imaginaria nula a una frecuencia. Se dice que la antena es resonante a esa frecuencia. Por otro lado, la *resistencia* de la antena se divide en resistencia de pérdidas y resistencia de radiación:

$$R_a(\omega) = R_r + R_L \quad (2.3)$$

La resistencia de pérdidas  $R_L$ , otorga información sobre la potencia que pierde la antena, debido a conductores no perfectos y a pérdidas en el dieléctrico, generando potencia disipada en forma de calor.

$$P_{dis,tot} = \frac{1}{2} |I_a|^2 R_L \quad (2.4)$$

La resistencia de radiación  $R_r$ , otorga información sobre la potencia radiada por la antena.

$$P_{rad} = \frac{1}{2} |I_a|^2 R_r \quad (2.5)$$

### 2.2.2 Parámetros de dispersión o parámetros s

Los parámetros de dispersión o '*parámetros s*' describen el comportamiento de cualquier red eléctrica en función de los niveles de potencia que se perciben en los terminales de dicha red. Cada terminal tiene dos puertos, donde hay que definir la onda de tensión incidente y la onda de tensión reflejada, ambas normalizadas. [Figura 2.1]

- La onda incidente  $a_i$  se define como la onda que entra al circuito en un terminal.
- La onda reflejada  $b_i$  se define como la onda que sale del circuito en un terminal.

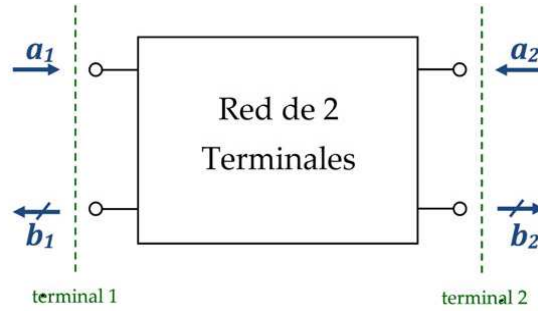


Figura 2.1 Ondas reflejadas e incidentes en una red

La matriz de 'parámetros  $s$ ' se encarga de relacionar las ondas incidentes y las ondas reflejadas de la red eléctrica. Así pues, para cualquier red de 2 terminales [Figura 2.1], la matriz es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad \begin{array}{l} \text{expandiendo las matrices en} \\ \text{ecuaciones} \end{array} \quad \begin{array}{l} b_1 = a_1 s_{11} + a_2 s_{12} \\ b_2 = a_1 s_{21} + a_2 s_{22} \end{array} \quad (2.6)$$

Por lo tanto, para calcular el parámetro  $s_{ji}$  hay que cargar cada terminal de la red con la impedancia característica de ella, salvo el terminal  $i$ -ésimo que tiene que conectarse a un generador que produzca una onda incidente  $a_i$  (para que el resto de ondas incidentes sean nulas).

$$s_{ji} = \left( \frac{b_j}{a_i} \right)_{a_k=0} \quad (\forall k \neq i) \quad (2.7)$$

En la siguiente tabla vienen explicados los parámetros  $S$ :

PARÁMETRO $S$	NOMBRE	DESCRIPCIÓN	FÓRMULA
$s_{11}$	Reflexión a la entrada	Potencia que se refleja en el terminal 1 cuando se genera una onda incidente en el terminal 1	$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big _{a_2=0}$
$s_{12}$	Transmisión o ganancia inversa	Potencia que llega al terminal 1 cuando se alimenta la red por el terminal 2	$s_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big _{a_1=0}$
$s_{21}$	Transmisión o ganancia directa	Potencia que llega al terminal 2 cuando se alimenta la red por el terminal 1	$s_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big _{a_2=0}$
$s_{22}$	Reflexión a la salida	Potencia que se refleja en el terminal 2 cuando se genera una onda incidente en el terminal 2	$s_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big _{a_1=0}$

Tabla 2-3 Descripción de parámetros  $S$

### 2.2.3 Diagrama de Radiación

El diagrama de radiación, es la representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena en función de las coordenadas angulares del espacio. Normalmente se emplea el sistema de coordenadas esféricas. Se define por las siguientes magnitudes:

- Radio  $r$  : distancia al origen.
- Ángulo polar o colatitud  $\theta$  : ángulo respecto al eje  $\hat{z}$ .
- Azimut  $\varphi$  : ángulo respecto al eje  $\hat{x}$ .

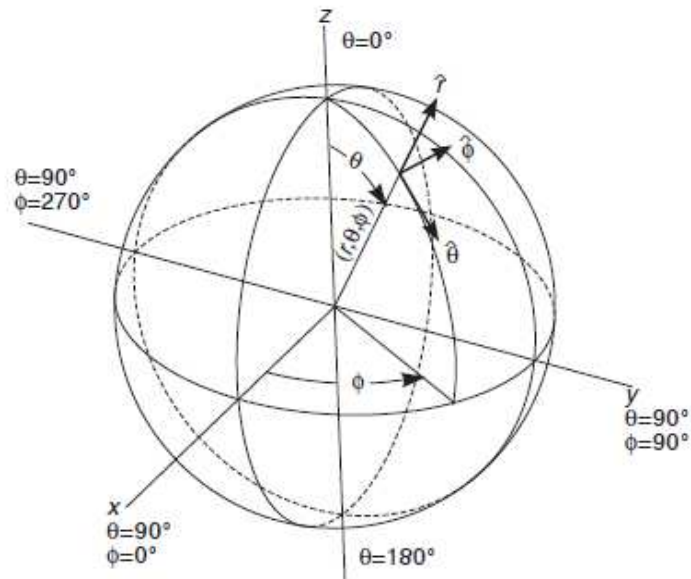
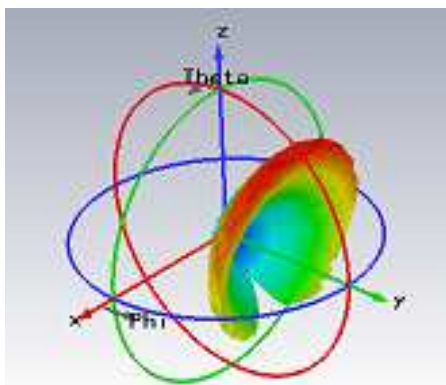
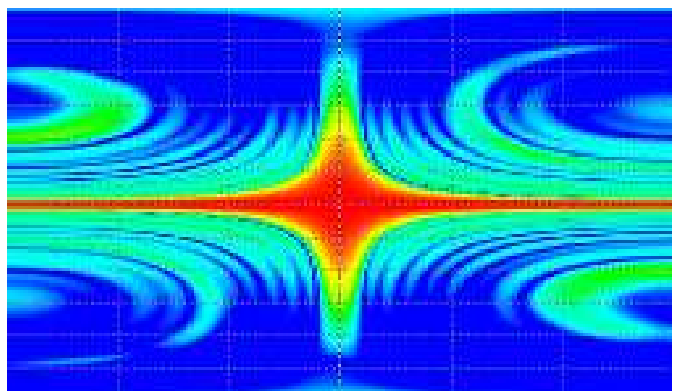


Figura 2.2 Sistema de coordenadas esféricas

Los diagramas de radiación pueden representarse de manera tridimensional pero generalmente resulta más útil utilizar una representación 2D, como curvas de nivel o planos de corte.



a) Representación 3D en coordenadas esféricas



b) Representación 2D por curvas de nivel

Figura 2.3 Diferentes representaciones de un diagrama de radiación

Para antenas directivas y con polarización lineal, basta con conocer los diagramas de los planos principales:

- **Plano E:** plano que contiene al vector de campo eléctrico  $\vec{E}$  y la dirección de máxima radiación.
- **Plano H:** plano que contiene al vector de campo magnético  $\vec{H}$  y la dirección de máxima radiación.

En la antena de la figura [2.4], la máxima radiación se produce en la dirección  $\hat{z}$ , el vector  $\vec{E}$  tiene dirección según  $\hat{y}$ , según lo dicho anteriormente, el *plano E* sería el plano YZ (en coordenadas cartesianas) o plano  $\varphi = 90^\circ$  (en coordenadas esféricas).

De la misma manera, el vector  $\vec{H}$  tiene dirección según  $\hat{x}$  y la máxima radiación se produce en la misma dirección  $\hat{z}$ , el *plano H* sería el plano XZ (en coordenadas cartesianas) o plano  $\varphi = 0^\circ$  (en coordenadas esféricas).

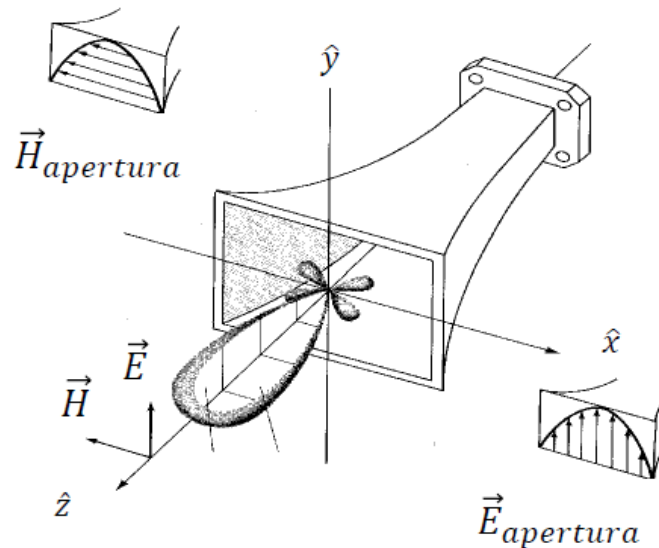


Figura 2.4 Antena de Bocina

A la hora de representar estos planos se utiliza coordenadas polares o cartesianas:

- **Polares:** sistema de representación bidimensional del espacio, cada punto del plano se determina a través de un ángulo. Presenta una información clara de la distribución de potencia en los diferentes puntos del espacio. [Figura 2.5a]
- **Cartesianas:** sistema de representación donde el eje de abscisas simboliza la variable angular, mientras que el eje de ordenadas la densidad de potencia. Presenta una información clara acerca del nivel de lóbulos del diagrama de radiación. [Figura 2.5b]



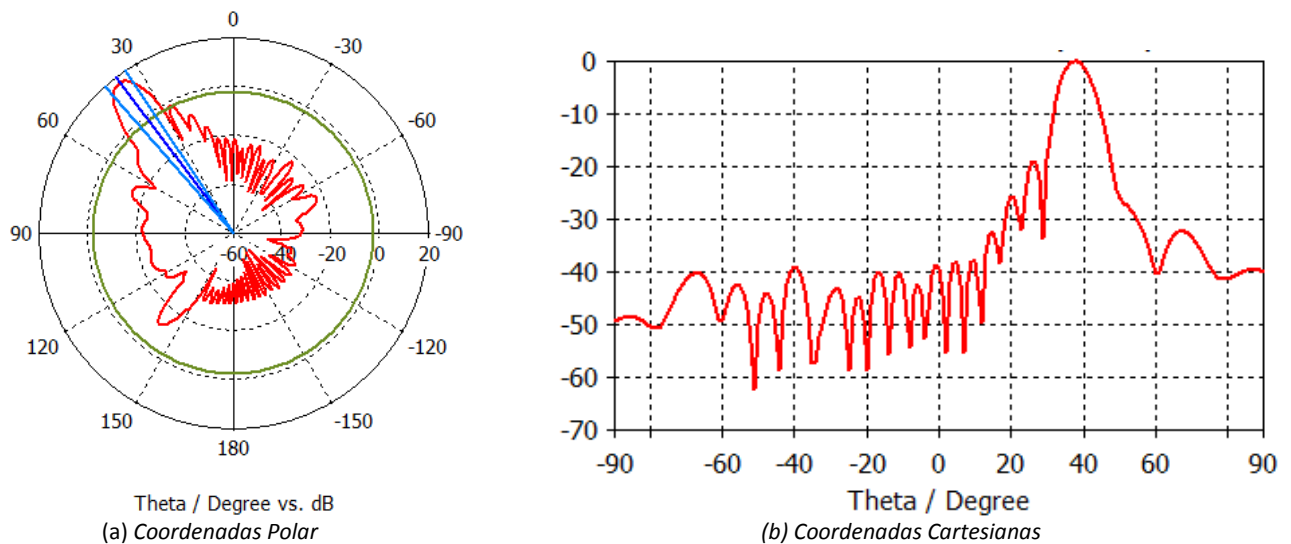
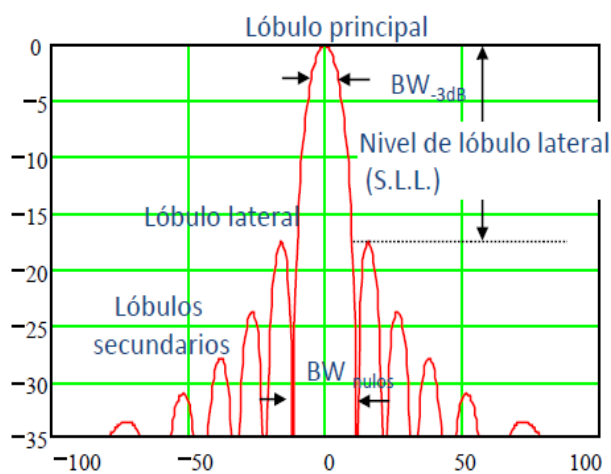


Figura 2.5 Diagramas de radiación por cortes en planos

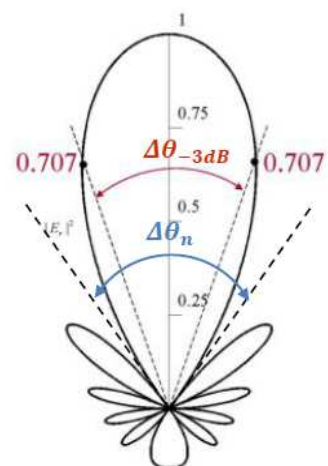
## 2.2.4 Parámetros del diagrama de radiación

Los parámetros más importantes de un diagrama de radiación son los siguientes:

- **Lóbulo:** Porción del diagrama delimitada por regiones de radiación más débil. [Figura 2.6a]
  - *Lóbulo principal:* contiene la dirección de máxima radiación.
  - *Lóbulos secundarios:* los lóbulos distintos del principal.
  - *Lóbulos laterales:* los lóbulos secundarios que se encuentran adyacentes al principal.
  - *Lóbulo posterior:* lóbulo situado aproximadamente a  $180^\circ$  respecto del principal.
- **Nivel de lóbulos (SLL):** SLL ('Side Lobe Level') es la diferencia, en dB, entre el valor máximo del lóbulo principal y los lóbulos laterales. [Figura 2.6a]
- **Ancho de haz a -3dB:** Intervalo angular entre puntos de densidad de potencia mitad del lóbulo principal. [Figura 2.6b]



(a) Diagrama de radiación en cartesianas



(b) Diagrama normalizado de campo

Figura 2.6 Parámetros del diagrama de radiación

## 2.2.5 Ángulo sólido, intensidad de radiación, directividad, ganancia y eficiencia

### 2.2.5.1 Ángulo sólido

Es el ángulo espacial que se corresponde con la zona del espacio abarcado por un cono, formado por una sucesión de líneas radiales, cuyo vértice es el centro de una esfera. Su unidad en el *Sistema Internacional* es el 'estereorradián'.

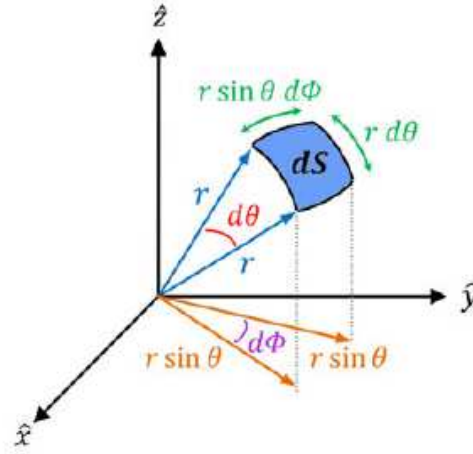


Figura 2.7 Ángulo sólido por una superficie esférica de valor  $r^2$  situada sobre una esfera de radio  $r$

$$\text{Ángulo Sólido} = d\Lambda = \frac{dS}{r^2} = \frac{r^2 \sin(\theta) d\theta d\phi}{r^2} = \sin(\theta) d\theta d\phi \quad (2.8)$$

### 2.2.4.2 Intensidad de radiación

La intensidad de radiación  $U(\theta, \phi)$  es la potencia que radia la antena por ángulo sólido. Representa la capacidad que posee una antena para radiar energía en una determinada dirección.

$$U(\theta, \phi) = \frac{P_{rad}(\text{en un } dS)}{d\Lambda} = \frac{|\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle| dS}{d\Lambda} = r^2 |\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle| \quad (2.9)$$

El módulo del vector de *Poynting*,  $\langle \vec{S} \rangle$ , es la densidad de potencia transportada por la onda esférica radiada por la antena, cuya unidad en el Sistema Internacional es  $[W / m^2]$ .

$$\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle = \frac{1}{2n_0} [|E_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2] \hat{r} \quad (2.10)$$

### 2.2.4.3 Directividad

La ganancia directiva,  $D(\theta, \varphi)$ , es la relación, en todas las direcciones del espacio, entre la intensidad de radiación de la antena, frente a la intensidad de radiación que produce una antena *isotrópica* que radiase la misma potencia. Una antena *isotrópica* es aquella que radia la misma intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio.

El ángulo sólido y la intensidad de radiación de una antena *isotrópica* vienen definidos de la siguiente manera:

$$A_{iso} = \int d\Omega = \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} \sin(\theta) d\theta d\varphi = 4\pi \quad (2.11)$$

$$U_{iso} = \frac{P_{rad}}{A_{iso}} = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.12)$$

Según la definición, la ganancia directiva sería la siguiente:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{iso}} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{rad}} = 4\pi \frac{r^2 |\langle \vec{S}(r, \theta, \varphi) \rangle|}{P_{rad}} \quad (2.13)$$

Su unidad en el Sistema Internacional [dBi], es decir, dB relativos a la antena *isotrópica*.

La *directividad*  $D_0$  es la ganancia directiva en la dirección de máxima radiación.

### 2.2.4.4 Ganancia

La ganancia de potencia,  $G(\theta, \varphi)$ , es la relación, en todas las direcciones del espacio, entre la intensidad de radiación de la antena, frente a la intensidad de radiación de una antena *isotrópica* que aceptase la misma **potencia entregada**. La ganancia de potencia tiene en cuenta las pérdidas por un conductor no perfecto, las pérdidas por el dieléctrico y las pérdidas de radiación de la antena misma.

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{ent}} = 4\pi \frac{r^2 |\langle \vec{S}(r, \theta, \varphi) \rangle|}{P_{ent}} \quad (2.14)$$

De la misma manera que la directividad, su unidad de medida es [dBi]. Se puede definir la ganancia máxima  $G_0$ , como el valor de ganancia de potencia en la dirección de máxima radiación.

### 2.2.4.5 Eficiencia

Medida que cuantifica las pérdidas totales en los terminales de entrada y en la estructura de la antena.

$$\zeta_{tot} = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} = \frac{D_0}{G_0} \quad (2.15)$$

### 2.2.5 Polarización

La polarización del campo es un indicador de la orientación del vector de campo eléctrico en un punto fijo del espacio al transcurrir el tiempo, es decir, es la figura geométrica descrita por el extremo del vector de campo radiado y su sentido de giro a lo largo del tiempo, visto por un observador desde detrás de la antena transmisora.

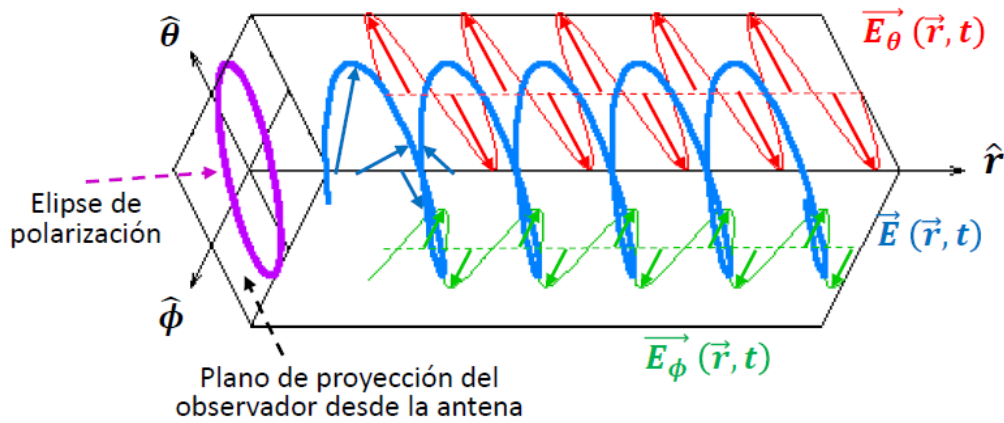


Figura 2.8 Polarización

Por *relación axial* (AR) se entiende el cociente entre el eje mayor y el eje menor de la elipse de polarización. Puede tomar valores entre  $1 < AR < \infty$ . Existen diversos tipos de polarización:

- **Polarización Lineal:** El campo proyectado sobre el plano del observador es un segmento. Se produce cuando las componentes del campo eléctrico 'X' e 'Y' están en fase ( $0^\circ$ ) o en contrafase ( $180^\circ$ ). Su relación axial es infinito.
- **Polarización Circular:** El extremo del campo proyectado se propaga con forma de circunferencia. Se produce cuando las componentes del campo eléctrico tienen la misma amplitud y son ortogonales entre sí. El sentido de giro depende del signo del desfase. Para una polarización circular a derechas, la diferencia de fase entre las componentes del campo eléctrico, debe ser de  $-90^\circ$ , por lo tanto, para una polarización a izquierdas debe ser de  $90^\circ$ . Su relación axial toma el valor de 1.
- **Polarización Elíptica:** El extremo del campo proyectado gira con forma de elipse. Se produce en el resto de casos y su sentido también puede ser a derechas (desfase negativo) o a izquierdas (desfase positivo). Su relación axial es distinta de 1.

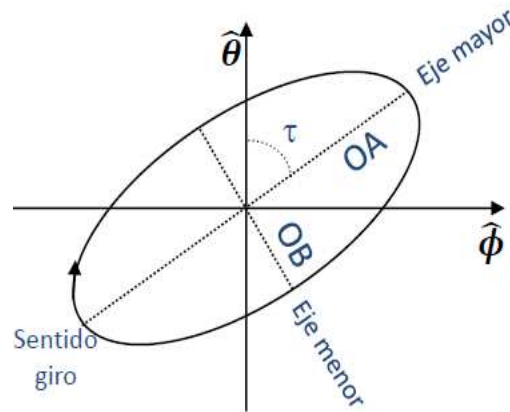


Figura 2.9 Polarización Elíptica

El campo eléctrico se puede expresar como la suma de dos componentes ortogonales entre sí. Así bien, la radiación de una antena en una polarización especificada se denomina componente *copolar* o deseada, mientras que a la radiación ortogonal se le denomina como polarización cruzada o *contrapolar*.

## 2.3 Elemento Radiante – Ranuras

Actualmente existen muchos tipos de elementos radiantes, con infinitud de formas, para el desarrollo de una antena. Este TFG se centra en el diseño de antenas de ranuras. La ventaja de este tipo de antenas viene en la facilidad que tienen para fabricarse y, sobretodo, que se diseñan en la misma superficie donde van a ser “montadas”, siendo de una gran utilidad en el diseño de aeronaves, ya que es muy complicado utilizar una antena convencional encima del fuselaje de una nave, debido a las altas velocidades.

Se considera por *ranura* un corte en un conductor metálico, por el cuál, la señal se escapa en forma de radiación.

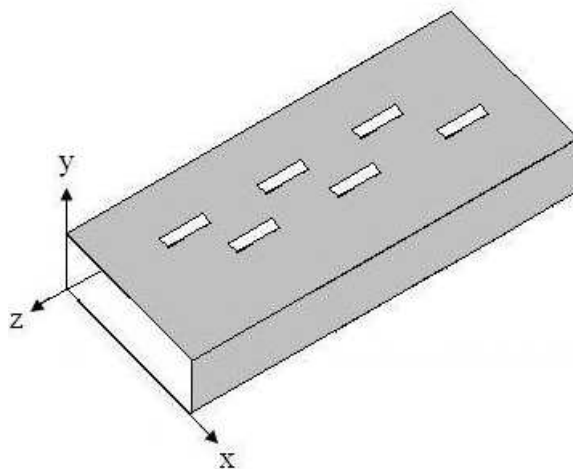


Figura 2.10 Ranuras sobre guía de onda rectangular

La excitación de una ranura se produce cuando ésta intercepta líneas de corriente. Una ranura acoplará más potencia cuanto más perpendicular sea su dimensión mayor a las líneas de corriente que la cortan, llegando a no radiar si la ranura es totalmente paralela a estas corrientes. Una ranura estará fuertemente excitada si las líneas de corriente cortan ortogonalmente a ella. Separar la ranura del eje central de la cara ancha o inclinar la ranura en la cara estrecha de la guía, produce una excitación menor.

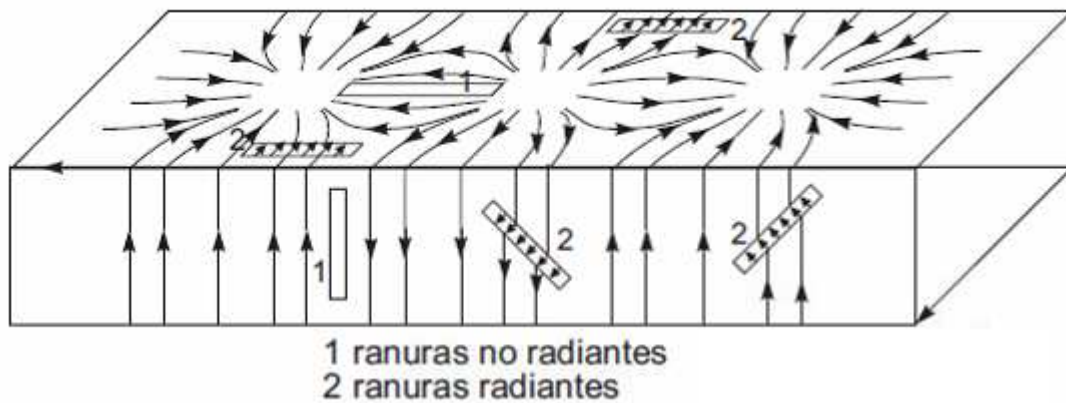


Figura 2.11 Ranuras sobre guía de onda rectangular con líneas de corriente

En toda esta sección se ha explicado ranuras alimentadas por guías de onda, ya que será la forma en el que se trabajará a lo largo de este TFG, pero también hay otras maneras de alimentar una antena de ranura, como por ejemplo, mediante *líneas microstrip*. La ranura se sitúa en el plano de masa y la línea termina en circuito abierto a una distancia  $\lambda/4$  [Figura 2.12]

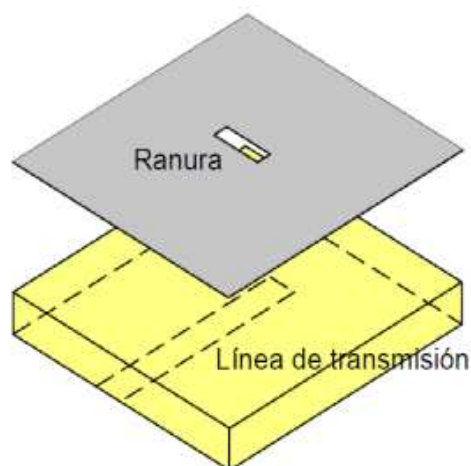
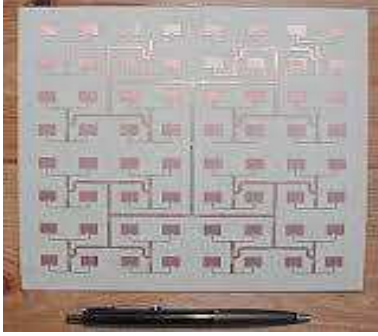


Figura 2.12 Alimentación de una ranura por línea microstrip

## 2.4 Agrupaciones de antenas – Array

En repetidas ocasiones, una única antena proporciona unos anchos de haz mayores de lo deseado, como consecuencia una ganancia directiva insuficiente. Para solucionar este problema y obtener mayores niveles de directividad, existe la posibilidad de aumentar las dimensiones eléctricas de la antena, pero llegará un momento donde no sea posible seguir

aumentando su tamaño. En este punto, ganan protagonismo las agrupaciones de antenas, también conocido como *array de antenas*. Como su nombre indica, consiste en unir más de un elemento radiante, alimentados con amplitudes y fases desde un terminal común, de tal manera que la interferencia que producen todos los campos radiados, proporcione una mayor ganancia frente a la antena individual. Además se obtiene un mayor control sobre el diagrama de radiación permitiendo favorecer direcciones de apuntamiento y minimizar otras direcciones interferentes.



a) Array de parches



b) Array circulares



c) Array cilíndrico

**Figura 2.13 Distintos tipos de agrupaciones de antenas-Array**

Un array se define por los siguientes parámetros:

- Las corrientes de alimentación que proporciona la red de alimentación a cada elemento radiante del array:

$$I_n = |I_n| \cdot e^{j\alpha'_n} \quad (2.16)$$

- El vector posición al centro de cada elemento del array :  $\vec{r}_n$
- El diagrama de radiación de cada elemento del array situado en el centro de coordenadas :  $\vec{E}_{n,0}$

El campo radiado por un elemento  $n$ , en una posición del espacio, viene dado como el campo radiado por ese elemento en el centro de coordenadas, ponderado por el cambio de fase que genera moverlo a la posición  $\vec{r}_n$  y con la alimentación de corriente correspondiente:

$$\vec{E}_n(r, \theta, \varphi) = \vec{E}_{n,0}(r, \theta, \varphi) \cdot \frac{I_n}{I_0} \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2.17)$$

Destacar que  $\hat{r} \cdot \vec{r}_n$  simboliza la diferencia de camino recorrido por una onda plana hasta el elemento  $n$ , en referencia al camino recorrido hasta el elemento extremo  $n = 0$ .

Por lo tanto el campo radiado por el *array* completo, no es más que la suma de los campos radiados por todos los elementos radiantes de la agrupación:

$$\vec{E}_A(r, \theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \varphi) = \vec{E}_0(r, \theta, \varphi) \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2.18)$$

$$|\vec{E}_A(r, \theta, \varphi)| = |\vec{E}_0(r, \theta, \varphi)| \cdot |F_A(\theta, \varphi)| \quad (2.19)$$

$$F_A(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} = \text{FactorArray} \quad (2.20)$$

### 2.4.1 Arrays Lineales

Son aquellos *arrays* de  $N$  elementos separados por una distancia entre elementos, fija o variable, a lo largo de una línea recta. Cuando un *array* tiene su distancia entre elementos constante, se denomina *array equiespaciado*, cuando su distancia es variable recibe el nombre de *array no equiespaciados*.

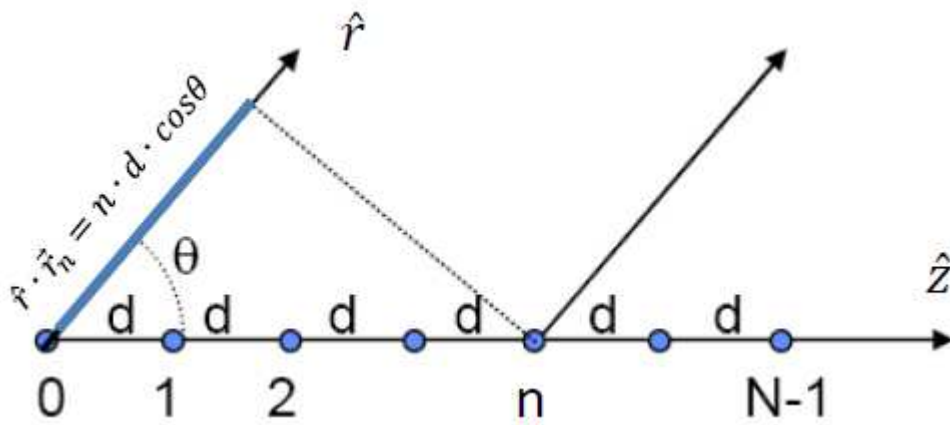


Figura 2.14 Array lineal de  $N$  elementos equiespaciados

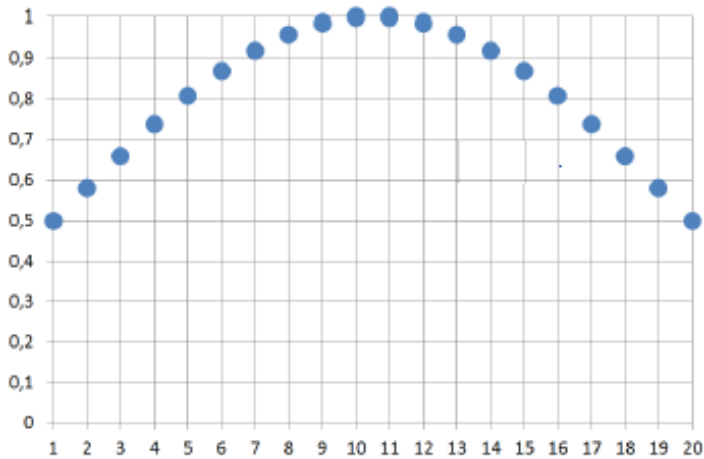
Las leyes de excitación de un *array* más utilizadas son las siguientes:

- Fase progresiva.
- Uniforme en Amplitud y fase.
- Uniforme en Amplitud y fase progresiva.
- Tipo *taper*: amplitud simétrica y decreciente del centro al borde.

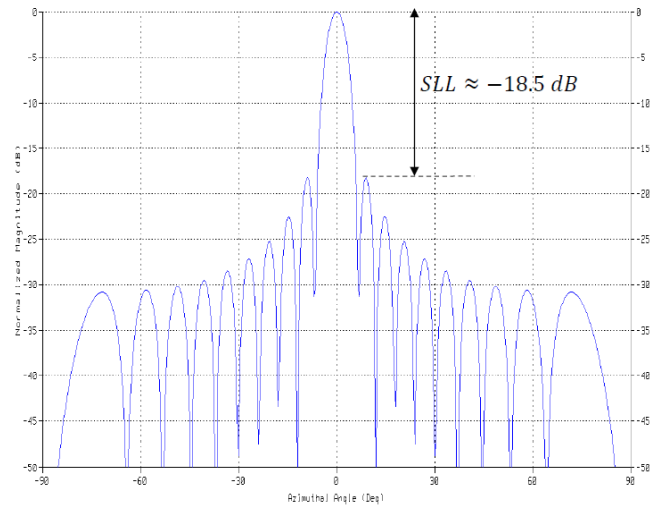
En este TFG, se utilizará una ley de alimentación tipo *taper*. Permite bajar el nivel de lóbulos laterales (*SLL*) a costa de ensanchar el ancho del lóbulo principal, como ya se entrará en mayor detalle en el tercer capítulo. El comportamiento de este tipo de alimentación es el siguiente:

Cuanto mayor sea la pendiente de caída de los coeficientes de alimentación desde el centro, menor *SLL*, con mayor ensanchamiento del lóbulo principal y, por lo tanto, una disminución en la ganancia directiva [Figura 2.15].

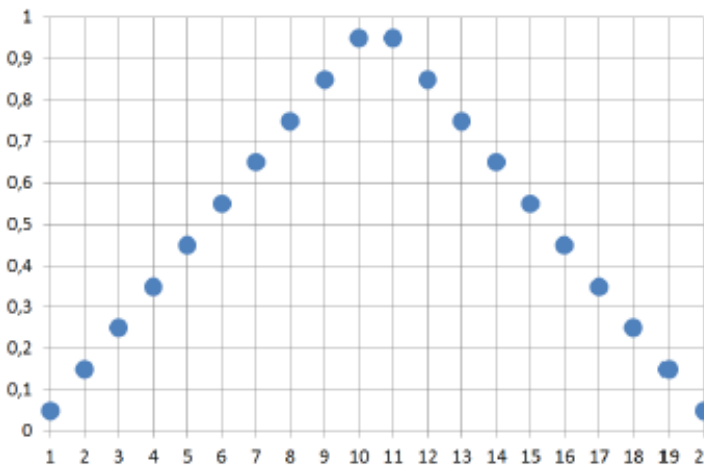




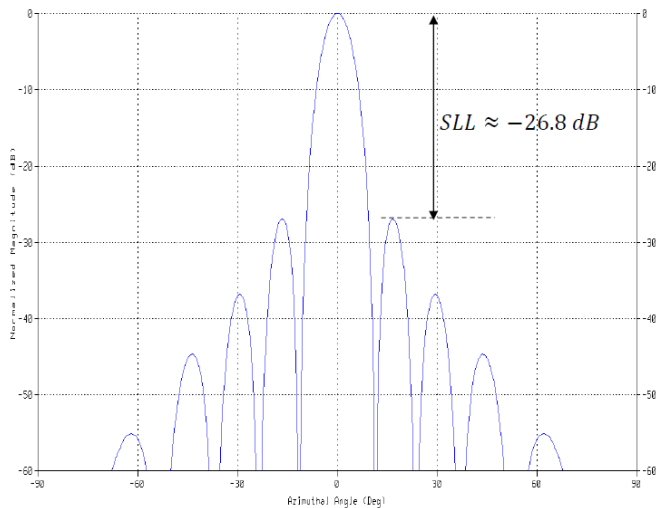
a) Función de alimentación binomial de orden 1



b) Factor de Array binomial de orden 1



c) Función de alimentación triangular



d) Factor de Array triangular

Figura 2.15 Leyes de Alimentación tipo Taper

Por último destacar unos casos particulares de array:

- **Array broadside:** los máximos de radiación son transversales al eje del *array*. Ocurre cuando no existe desfase progresivo entre elementos ( $\alpha = 0$ ), suponiendo que los coeficientes son reales y positivos. Si el *array* se orienta sobre el eje  $\vec{z}$ , la radiación se obtendrá en  $\theta = 90^\circ$ .
- **Array endfire:** los máximos de radiación se producen en la dirección del eje de la agrupación, lo que implica una fase progresiva de  $\alpha = \pm k_0 d$

## 2.5 Guía de Onda

Existen muchos tipos de medios de transmisión, (coaxial, líneas microstrip, fibra óptica...), este apartado se centra en la guía de onda, y más en concreto en la guía de onda cuadrada, ya que es el medio de transmisión que se va a utilizar durante este TFG.

Una guía de onda es una estructura cuyo contorno está formado por un conductor que encierra un dieléctrico en su interior. La onda se propaga a través de ella. Se caracteriza por tener bajas pérdidas, debido a que se reduce la disipación de energía, siendo ideal esta estructura para aplicaciones de alta frecuencias.

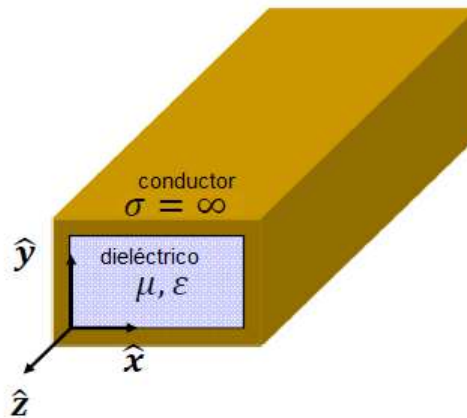


Figura 2.16 Guía de onda rectangular

### 2.5.1 Modos de Propagación

Las soluciones de las ecuaciones de Maxwell se pueden clasificar según las componentes vectoriales de los campos eléctrico y magnético:

- **Modos Transversales Eléctricos (TE):** la componente del campo eléctrico en la dirección de propagación es nula.
- **Modos Transversales Magnéticos (TM):** la componente del campo magnético en la dirección de propagación es nula.
- **Modos Transversales Electromagnéticos (TEM):** la componente tanto del campo eléctrico como del magnético en la dirección de propagación es nula.
- **Modos Híbridos:** existe componente en la dirección de propagación tanto en el campo eléctrico como en el campo magnético.

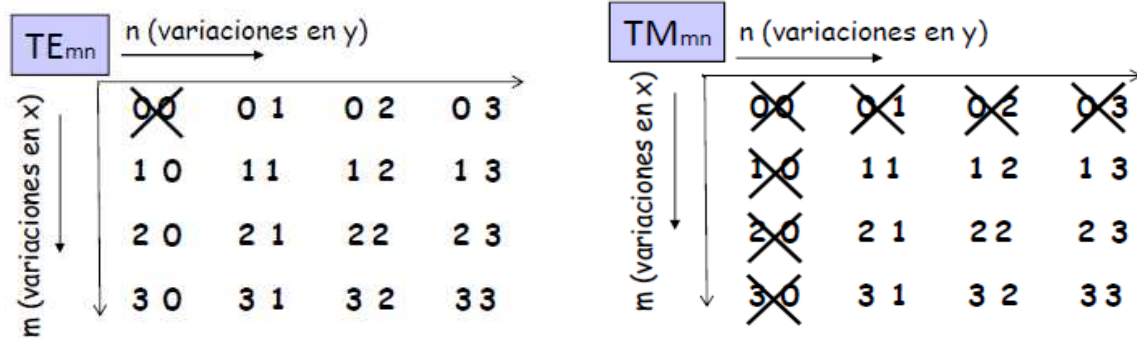
Debido que la guía de onda tiene solamente un conductor, permite propagar a través de ella infinitos modos TE y TM, sin embargo, no se propaga ningún modo TEM (necesita dos conductores diferenciados) ni ningún modo híbrido (propios de fibra óptica).

Una guía de onda propagará, de esos infinitos modos TE y TM, aquellos cuya frecuencia de corte sea inferior a la frecuencia de operación de la propia guía. Los modos con frecuencia de corte superior se atenúan tan rápidamente por la guía, que se consideran inexistentes.

Al primer modo que se propaga por la guía de onda se denomina *modo fundamental*. Todos aquellos cuya frecuencia de corte está por encima de la frecuencia de corte del modo fundamental, se denominan *modos superiores*. Así bien, se considera el *ancho de banda monomodo* como el rango de frecuencia donde solamente se propaga un único modo, en otras palabras, el rango desde la frecuencia de corte del modo fundamental, hasta la frecuencia de corte del primer modo superior.

## 2.5.2 Guía de onda cuadrada

Es un caso particular de la guía de onda rectangular, en lugar de tener una dimensión mayor que otra, son ambas iguales, produciendo una cavidad cuadrada. Como ya se explicó en la sección anterior, se va a propagar modos TE y TM a través de ella. La siguiente imagen resume los primeros modos que se pueden propagar tanto en guía cuadrada, como en rectangular:



a) Primeros modos TE en guía rectangular o cuadrada

b) Primeros modos TM en guía rectangular o cuadrada

**Figura 2.17 Modos de propagación en guía de onda rectangular o cuadrada**

La particularidad que tiene la guía de onda cuadrada respecto a la rectangular, es que los modos cuyos índices son transpuestos tienen la misma frecuencia de corte, por ejemplo el modo TE<sub>10</sub> y TE<sub>01</sub>, debido a que la dimensión en  $x$  es la misma que la dimensión en  $y$ .

En este TFG se utilizará una guía cuadrada por este motivo. Para conseguir una polarización dual del campo eléctrico se requiere un medio de transmisión que propague distintos modos TE con la misma frecuencia de corte.

La frecuencia de corte viene dada por la siguiente expresión, siendo  $m$  y  $n$  los índices de los modos y  $a$  la dimensión del lado de la cavidad cuadrada.

$$f_{c_{mn}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{a}\right)^2} \quad (2.21)$$

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.22)$$

La expresión de la longitud de onda de la guía para cada modo es la siguiente:

$$\lambda_{g_{mn}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{mn}}}{f_0}\right)^2}} \quad (2.23)$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.24)$$



# 3. Diseño de la Antena

## 3.1 – Introducción

El capítulo 3 se divide en dos partes diferenciadas. En la primera parte se presentará la estructura de la antena, entrando en detalle en la caracterización y diseño de la guía de onda cuadrada, con funcionamiento en banda 'Ku' y frecuencia central de trabajo a 17GHz. El desarrollo de ella misma será mediante sustratos apilados de 'FR4'. Tras esto, se explicará de manera exhaustiva, tanto el diseño del elemento radiante, como la alimentación que se utilizará en el *array*. Finalmente se mostrará una primera aproximación del *array* de 24 elementos sin compensación de acoplo mutuo.

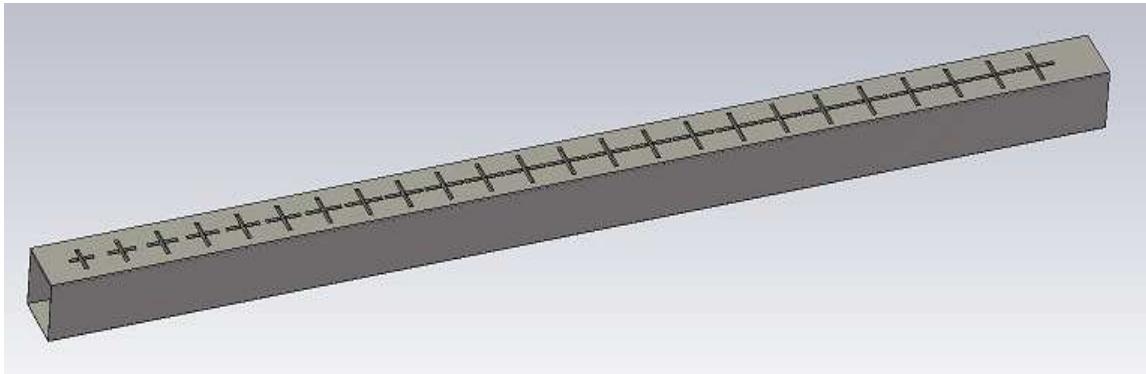


Figura 3.1 Array completo de 24 elementos en CST

## 3.2 – Diseño de la Estructura

### 3.2.1 – Caracterización de la guía de onda

En este apartado se diseñará la guía de onda cuadrada que servirá de alimentación para los elementos radiantes. Uno de los objetivos de este TFG era diseñar una antena que tuviera una polarización dual en banda 'Ku', para ello se necesita diseñar una guía de onda cuya frecuencia de trabajo permita que se propaguen, a través de ella, los modos TE<sub>10</sub> y TE<sub>01</sub>, los cuáles son ortogonales entre sí, y ningún modo superior. Como ya se explicó en la sección [2.5], se necesita determinar la dimensión del lado del cuadrado, y el tipo de dieléctrico para poder ajustar la guía a las exigencias del diseño.

Se utilizará como dieléctrico el aire cuya constante dieléctrica es  $\epsilon_r = 1$ , lo que simplifica la fórmula (2.21):

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = c_0 \rightarrow \frac{c_0}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{a}\right)^2}$$

La frecuencia de corte del modo TE<sub>10</sub> y TE<sub>01</sub> con guía cuadrada rellana de aire quedaría de la siguiente manera:

$$\frac{c_0}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2} = \frac{c_0}{2a} \quad (3.1)$$

Sólo falta ajustar la dimensión adecuada para conseguir que las frecuencias de corte de los modos TE<sub>10</sub> y TE<sub>01</sub> estén por debajo de la frecuencia de central de trabajo y que las frecuencias de los siguientes modos, estén por encima de ésta misma. El valor elegido para la guía de este TFG es  $a = 10,6mm$ , con lo que se consigue la siguiente carta de modos:

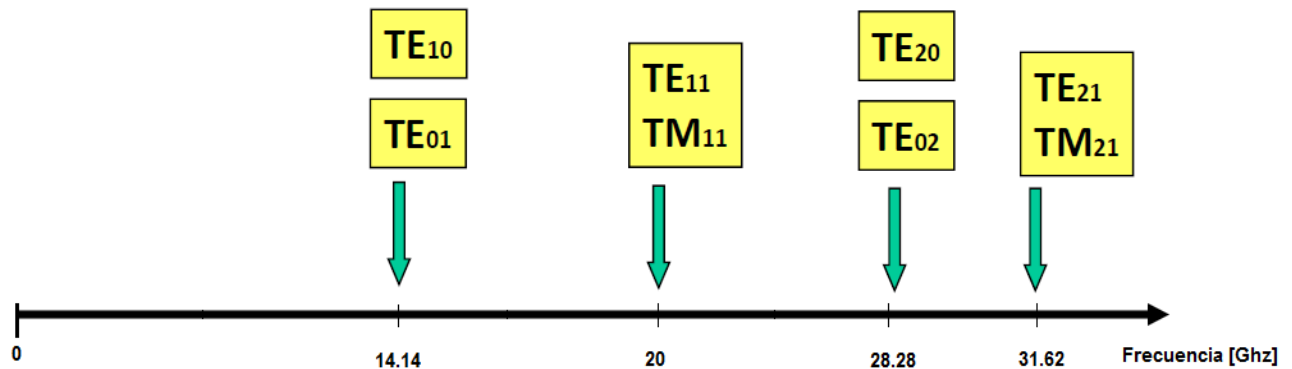


Figura 3.2 Carta de modos de la guía cuadrada rellena de aire( $a=10,6mm$ )

La longitud de onda de la guía asociada al modo fundamental es la siguiente: [Fórmula 2.23]:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - \left(\frac{fc_{te10}}{f_0}\right)^2}} = 31,8mm$$

Donde  $f_0 = 17GHz$  es la frecuencia central de trabajo y  $\lambda_o = c / f_o = 17,64mm$  es la longitud de onda.

PARÁMETRO	VALOR
$a$	10,6 mm
$\epsilon_r$	1
$fc_{te10}$	14,14 GHz
$fc_{te01}$	14,14 GHz
$\lambda_{g_{te10}}$	31,8 mm

Tabla 3-1Resumen de la caracterización de la guía de onda cuadrada de este TFG

### 3.2.2 – Sustratos Apilados

La motivación de este TFG, consistía en conseguir una antena funcional, realizada con un material comercial más barato de lo convencional, para aplicaciones a 17 GHz, y así llegar a reducir, indudablemente su coste, pero también otras propiedades físicas como el peso total de la antena. Al final se decidió utilizar, posiblemente el sustrato más barato del mercado, '**FR4**'. Es un compuesto formado por fibra de vidrio con resina *epoxi*, muy utilizado en tecnología impresa. Se caracteriza por tener una constante dieléctrica  $\epsilon_r$ , entre  $[3.6 - 4.2]$ .

Apilar sustratos es una solución para poder utilizar una guía de onda de *FR4* con las dimensiones que requiere la antena, ya que con un solo bloque de sustrato no se consigue una cavidad de 10,6mm.

Una de las formas de unir dos sustratos es utilizar entre ellos un compuesto pre-impregnado, normalmente llamado *prepreg*. Es un material formado por fibras que adquieren la forma de un tejido especial. Se utiliza para unir componentes durante su fabricación.

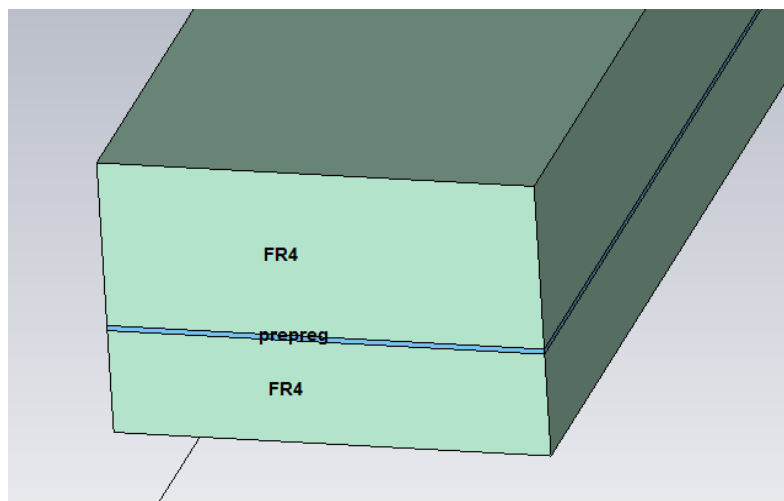


Figura 3.3 Dos sustratos apilados

Por último, hay que dar un baño de metal a las paredes interiores de los bloques que forman la guía de onda, para así conseguir una capa protectora de metal que impide al campo eléctrico, que se propaga a través de ella, a penetrar hasta el sustrato. [Figura 3.4]

Para su futura construcción se va a necesitar la colaboración entre el taller de circuitos de la EPS y una empresa externa. El taller de la EPS se encargará de construir la cara superior y la cara inferior, mientras que las paredes laterales se construirán en una empresa externa. Además debido a que la profundidad del taladro de dicha empresa no superaba los 8mm, se deben formar dos bloques de 5,3mm aproximadamente para cada pared lateral. Posteriormente se unirán mediante taladros.

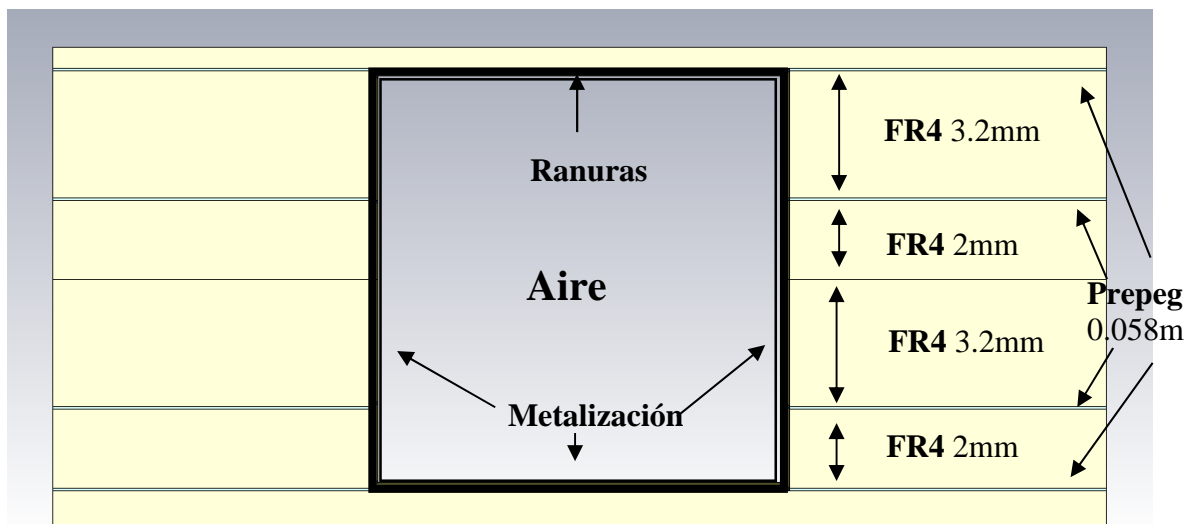


Figura 3.4 Guía de onda mediante sustratos apilados

### 3.3 – Diseño del elemento unitario

El elemento radiante, como ya se anticipó en secciones previas, va a consistir en una antena de ranura:

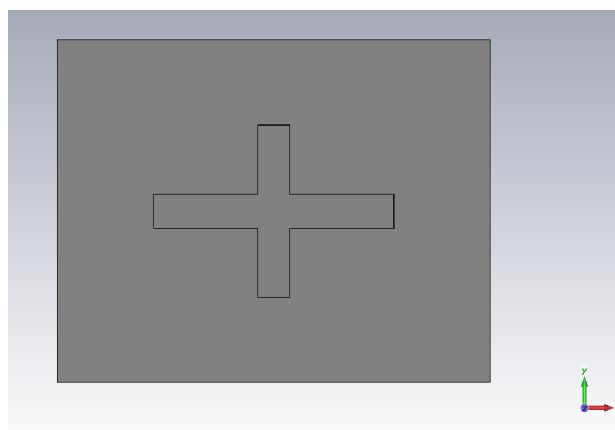
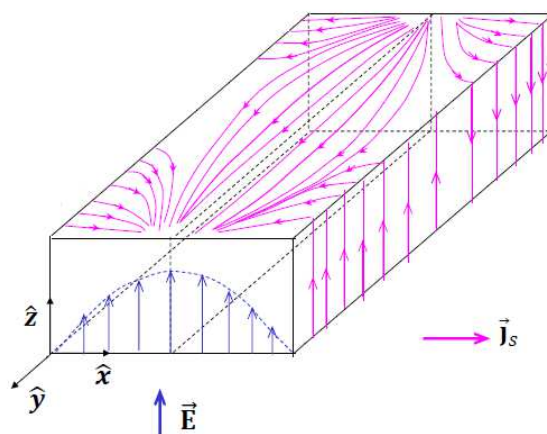


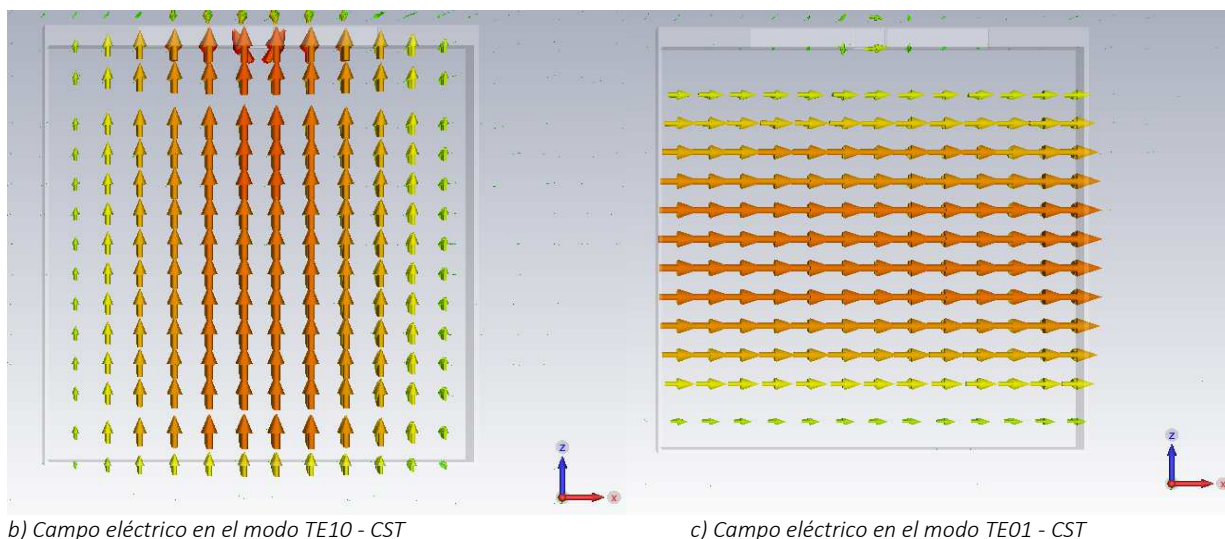
Figura 3.5 Elemento unitario vista planta

El diseño va a consistir en dos ranuras situadas en el centro de la guía de onda y que se cortan perpendicularmente entre sí. [Figura 3.5] Para explicar el motivo de este diseño hay que estudiar los campos y corrientes superficiales que circulan por la guía:



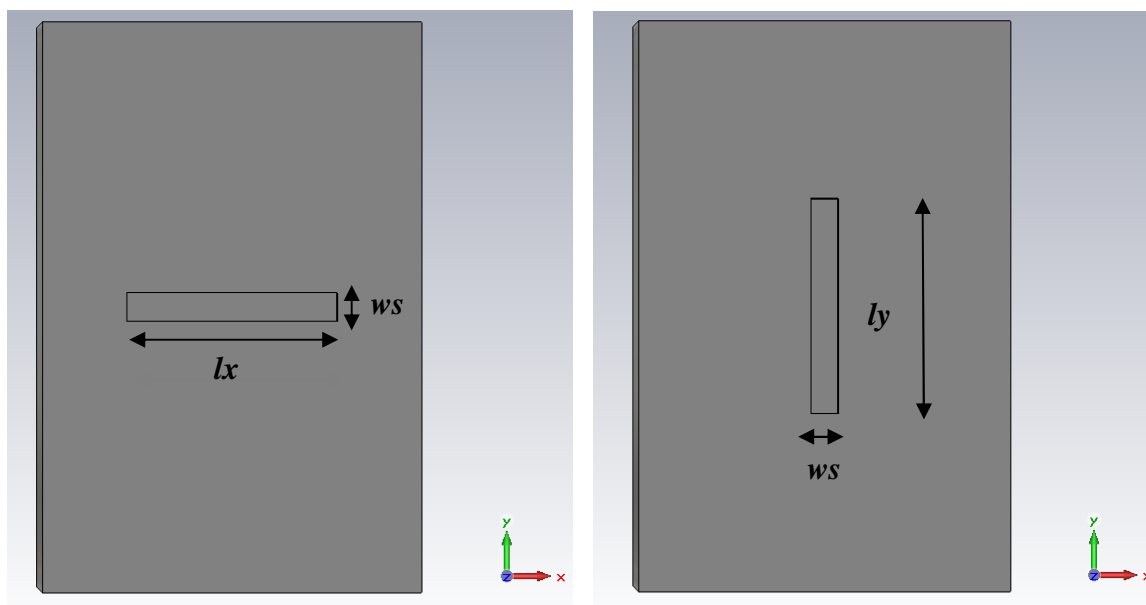
a) Campo y corrientes superficiales en el modo TE<sub>10</sub>





**Figura 3.6 Campo y corrientes superficiales en los modos de la guía del TFG**

Teniendo en cuenta lo explicado en la sección [2.3] de este documento, se puede intuir el motivo de la ranura en cruz. Dado que las corrientes superficiales del modo TE<sub>10</sub> tienen dirección 'y', se va a diseñar una ranura que corte ortogonalmente a éstas, y a su vez paralela al modo TE<sub>01</sub> (radiación nula), es decir, una ranura transversal a dirección de propagación de la guía de onda. Del mismo modo para el modo TE<sub>01</sub> cuyas corrientes tienen dirección 'x' se va a diseñar otra ranura, que corte ortogonalmente a éstas, y a su vez paralela al modo TE<sub>10</sub> (radiación nula), es decir, una ranura longitudinal a la dirección de propagación de la guía de onda. Las corrientes superficiales se retuercen en los bordes de la guía, por ello la ranura estará centrada para conseguir una excitación mayor. [Figura 3.6a]



**Figura 3.7 Ranura longitudinal y transversal**

El campo radiado por la ranura transversal tiene dirección según 'y', mientras que el campo radiado por la ranura longitudinal según 'x'. Así pues el elemento radiante de esta antena será la unión de estas dos ranuras [Figura 3.5] consiguiendo así una polarización dual (campo tanto en 'x' como en 'y').

Es necesario conocer las variables de diseño que van a influir en nuestro elemento unitario:

- **Parámetro ' $l_x$ '**: define la longitud de la ranura transversal, controla el nivel de excitación del modo TE<sub>10</sub>.
- **Parámetro ' $l_y$ '**: define la longitud de la ranura longitudinal, controla el nivel de excitación del modo TE<sub>01</sub>.
- **Parámetro ' $ws$ '**: define la anchura de cada una de las ranuras, este valor debe ser mucho menor que la longitud de onda. Para la misma longitud de ranura, si aumenta este parámetro aumenta también la radiación del elemento. Se trabajará con un valor de  $0,8mm$  para ambas ranuras en este TFG.

A continuación, se va a presentar la forma de saber, teóricamente, cuanto es capaz de acoplar una ranura al medio, parámetro que será vital para un primer diseño teórico de los elementos del *array*.

### 3.4 – Modelo de análisis de dos puertos

Para poder estudiar el elemento radiante hay que definir la estructura con dos puertos:

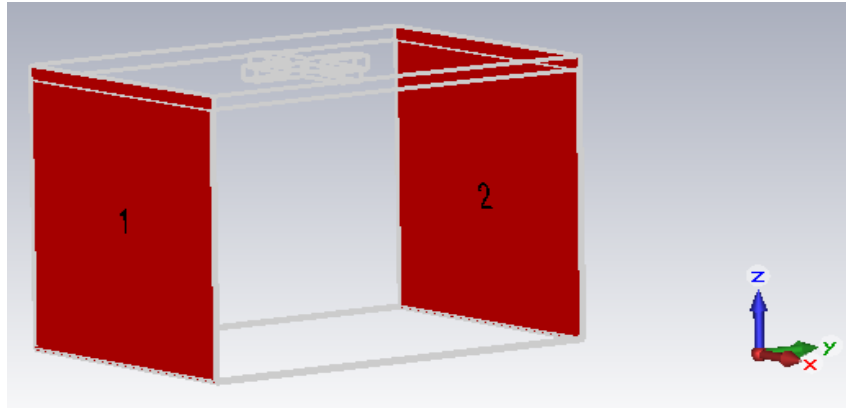


Figura 3.8 Modelo de dos puertos

- **Puerto 1**: Puerto de entrada de la guía de onda que alimentará a los elementos del *array*.
- **Puerto 2**: Puerto de salida de la guía de onda que transfiere la potencia restante o, mejor dicho, no radiada por la estructura.

Con este modelo podemos utilizar los '*parámetros s*' para conseguir información del diseño:

- $S_{11}$  = Reflexión del elemento a la entrada de la guía. Interesa que la potencia reflejada sea la menor posible.
- $S_{21}$  = Transmisión de la señal del puerto 1 al puerto 2. En este caso, es la señal no radiada por la estructura.

Para estudiar de manera teórica cuanta potencia llega a radiar nuestro elemento unitario, hay que partir del siguiente principio, que cumple todo circuito de dos puertos sin pérdidas:

$$1 = |S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 \quad (3.2)$$

Donde  $s_{11}$  y  $s_{21}$  están en unidades naturales.

La fórmula anterior expresa que, toda la potencia reflejada junto a toda la potencia transmitida por la estructura, tiene que ser exactamente igual a toda la potencia entregada.

Así pues se puede definir un nuevo parámetro  $S_k$ , que surge al añadir ranuras a la estructura. Expresa cuanto es capaz de radiar al medio el elemento radiante. Si se extiende la fórmula [3.2], el parámetro de acoplamiento  $S_k$  sería, toda la potencia restante de la potencia entregada, que ni se ha reflejado, ni se ha transmitido, es decir:

$$(S_k)_{dB} = 20 \log \left( \sqrt{1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2} \right) \quad (3.3)$$

## 3.5 – Estudio de acoplamiento

### 3.5.1 Estudio de acoplamiento para diferentes sustratos

El estudio de acoplamiento consiste en averiguar la capacidad de acoplo mínima y máxima de la ranura variando sus dimensiones. En esta sección se estudiará cómo responde el FR4 que se utilizará sobre la guía de onda en este TFG. Para este estudio se ha utilizado la herramienta de simulación CST.

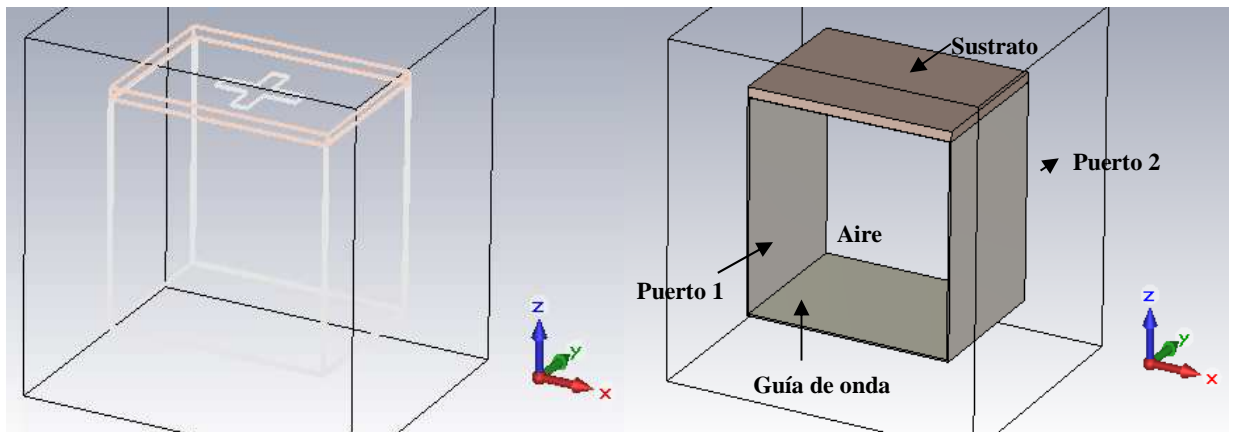


Figura 3.9 Sustrato sobre guía

Se quiere optimizar los resultados variando el sustrato a utilizar, por lo tanto, se han hecho pruebas con diferentes constantes dieléctricas de FR4, con Arlon de  $\epsilon_r = 2.2$  (sustrato que se utilizó en el array que se desea mejorar del grupo RFCAS) y con la ranura al aire.

La figura [3.10] muestra los niveles de acoplamiento para las mismas variaciones en las dimensiones del elemento radiante. Para estas pruebas, se han incluido las pérdidas en el sustrato con un espesor de 0.5mm.

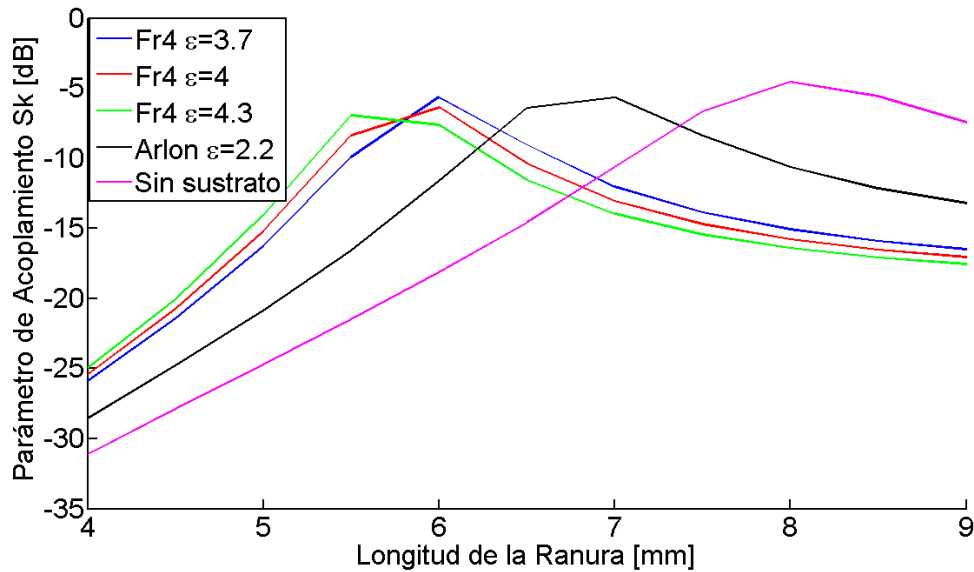


Figura 3.10 Acoplamiento con diferentes sustratos

La constante dieléctrica está afectando de manera sustancial al acoplamiento del elemento unitario. La siguiente tabla muestra los valores más importantes de la figura [3.10]:

<b><i>Sustrato</i></b>	<b><i>Longitud <math>l_x</math> de la ranura</i></b>	<b><i>Acoplamiento máximo TE<sub>10</sub></i></b>
Fr4 ( $\epsilon_r = 4.3$ )	5,7 mm	− 5,7132286 dB
Fr4 ( $\epsilon_r = 4$ )	5,83 mm	− 5,6576073 dB
Fr4 ( $\epsilon_r = 3.7$ )	5,95 mm	− 5,6055428 dB
Arlon ( $\epsilon_r = 2.2$ )	6,8 mm	− 5,1317029 dB
Sin sustrato / Al aire	8 mm	− 4,5319967 dB

Tabla 3-2 Valores máximos de acoplamiento para diferentes sustratos

Cuanto mayor sea la constante dieléctrica, el punto de inflexión donde la ranura satura, o punto donde la radiación máxima de la ranura empieza a decaer, por mucho que aumente su longitud, ocurre para ranuras de menor tamaño y además en un valor de radiación inferior.

El sustrato FR4 va a generar problemas en el diseño de todo el *array*, por su bajo nivel de radiación máxima, produciendo que no se consiga radiar el 100% de la potencia entregada, y por consiguiente, generando una potencia residual (potencia sobrante que no se radia al medio) mayor que con otros sustratos de constante menor. Al tener la ranura una pendiente de crecimiento mayor, se tiene un menor control del acoplamiento, generando errores de precisión en el módulo de los coeficientes del *array*.

Utilizar otro sustrato más caro podría ser una solución a este problema, pero se aleja del objetivo de este TFG de realizar un diseño con el sustrato más barato del mercado. Así pues la solución que se ha realizado, para conservar el FR4, consiste en taladrar la ranura en el sustrato, y posteriormente, metalizarlo junto a las paredes interiores de él mismo, de modo que la guía de onda sólo vea metal.

Sólo queda ajustar el espesor de FR4 que se utilizará, realizando un estudio análogo al anterior, con los espesores que se disponen, se obtiene: [Anexo A]

<i>Espesor</i>	<i>Longitud lx de la ranura</i>	<i>Acoplamiento máximo TE10</i>
0,161 mm	8 mm	− 4,8793663 dB
0,39 mm	8,1 mm	− 4,8840394 dB
0,54 mm	8,3 mm	− 4,8831989 dB
1 mm	8,4 mm	− 4,8799535 dB
1,6 mm	8,5 mm	− 4,9022618 dB

Tabla 3-3 Valores máximos de acoplamiento para diferentes espesores de FR4.

El tamaño del sustrato varía mínimamente la longitud donde se produce la radiación máxima. Lo ideal sería utilizar el espesor más pequeño, ya que reduce un poco el tamaño de la ranura para el mismo acoplamiento, pero se utilizará el sustrato de 0,54[mm] para evitar futuros problemas mecánicos.

### 3.5.2 Estudio de acoplamiento para elemento unitario

El siguiente paso que se debe realizar, una vez que se tiene la estructura bien definida y optimizada, sería estudiar el elemento radiante del *array* para averiguar su comportamiento. Para facilitar el diseño de la antena completa, que se explicará en apartados posteriores, primero se realizó un estudio exhaustivo del acoplamiento que producía un elemento variando sus dimensiones, sin presencia de otros. De la misma manera que en la sección anterior, el parámetro teórico  $S_k$  responde de la siguiente manera:

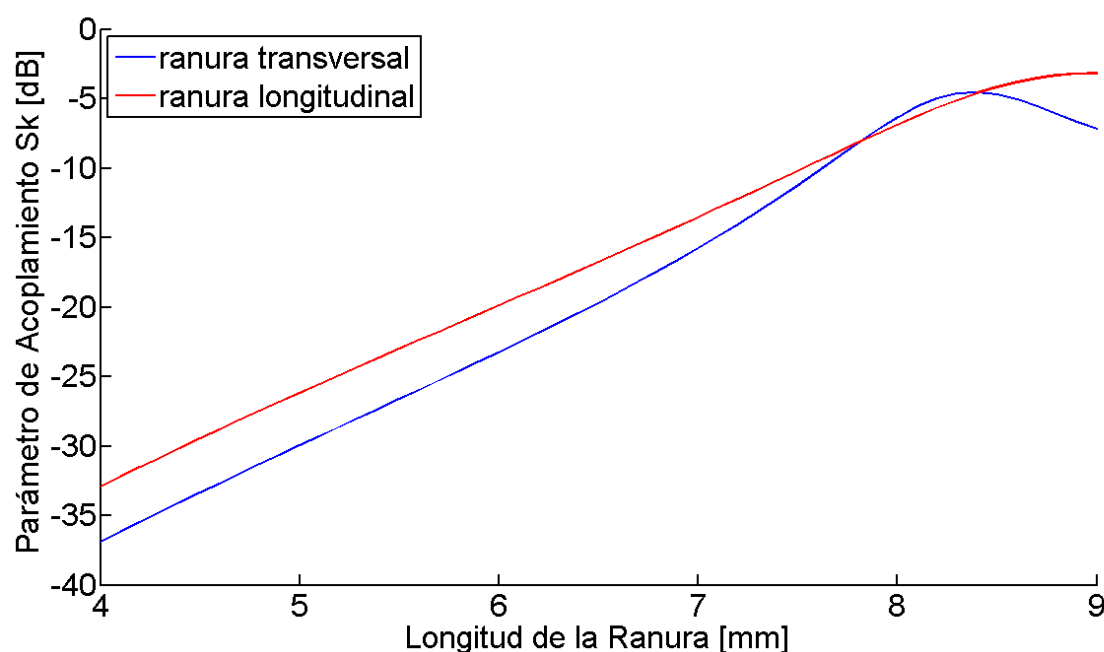


Figura 3.11 Comportamiento ranura elemento radiante – Teórico

La presencia de la ranura ortogonal a la deseada, produce cambios tan poco significativos en su radiación que son totalmente despreciables, esto significa que no existe interferencia entre ranuras. El acoplamiento de señal radiada, solamente depende de la longitud que tenga la ranura excitada. Los resultados anteriores son puramente teóricos basados en los 'parámetros  $s$ ' de la antena. [Anexo B] [Anexo C]

Existe otra forma de medir la radiación del elemento, a través del campo cercano. Esta medida se basa en estudiar el valor en módulo y fase del campo eléctrico en las proximidades de la ranura, mediante monitores de campo eléctrico que proporciona la herramienta de simulación CST.

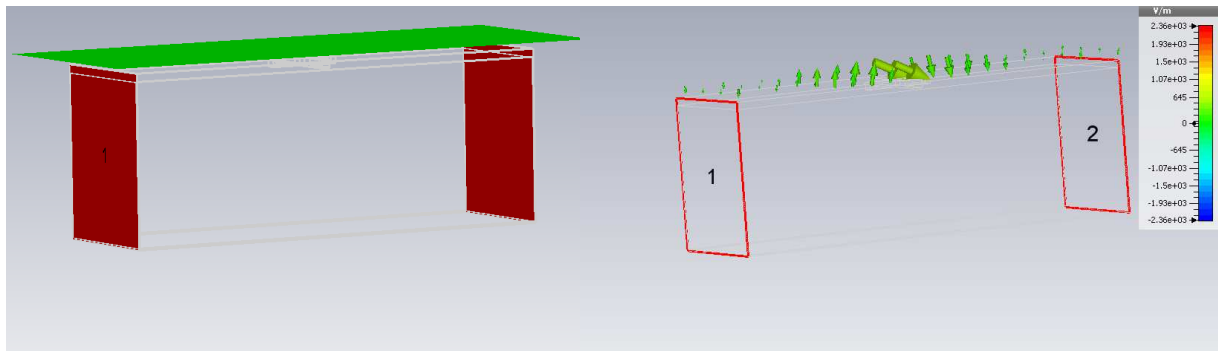


Figura 3.12 Monitores de Campo Eléctrico

CST permite exportar el valor en parte real y parte imaginaria de cada punto donde está situado el monitor. La altura del monitor no cambia significativamente los resultados siempre y cuando esté en la proximidades de la ranura (hasta  $1\text{mm}$  sobre ella). Para las siguientes pruebas se han utilizado monitores a una distancia sobre la ranura de aproximadamente  $0,5\text{mm}$ . [Figura 3.12]

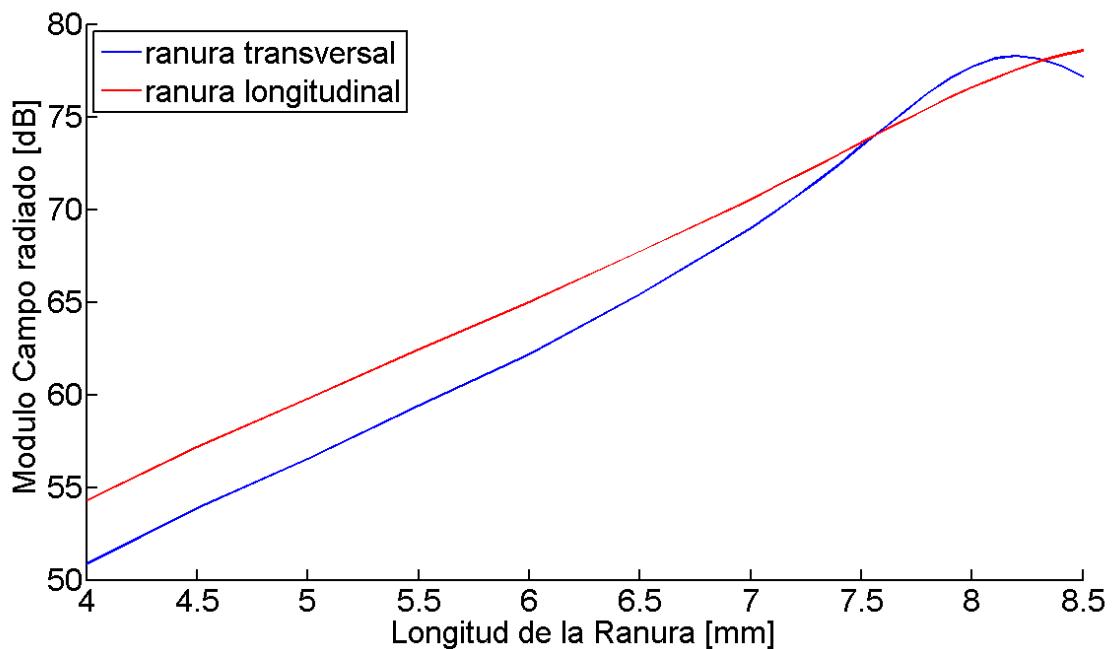


Figura 3.13 Comportamiento ranura elemento radiante [Módulo] – Campo Máximo

No existen diferencias en el comportamiento en módulo, ya que realmente ambas gráficas [3.13 y 3.11] hacen referencia al mismo aspecto. Este método, permite estudiar los cambios de fase que produce las diferentes dimensiones de la ranura y además, como se explicará en el cuarto capítulo, permite apreciar los cambios, en módulo y fase, que produce el acoplo mutuo entre elementos del *array*.

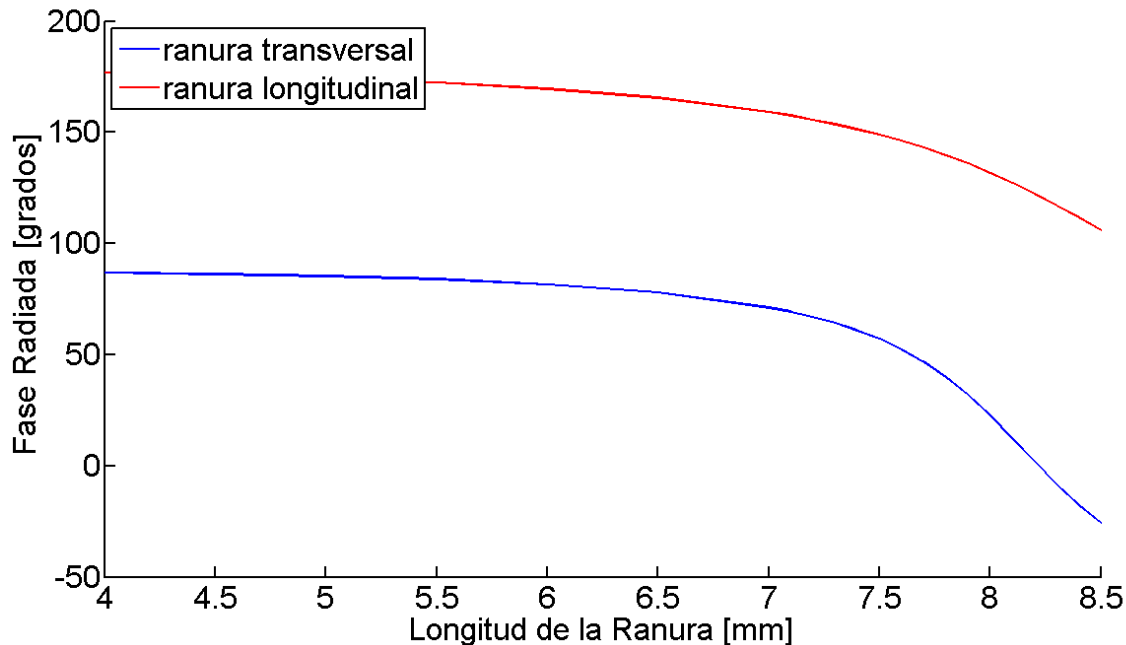


Figura 3.14 Comportamiento ranura elemento radiante [Fase] – Simulado

En la fase [Figura 3.14], las ranuras de mayor longitud añaden un desfase extra, que habrá que compensar, con la distancia entre los elementos del *array*. La ranura transversal respecto a la longitudinal conserva una diferencia de fase de  $90^\circ$ .

## 3.6 Diseño del Array

Hasta el momento, se han definido todos los parámetros de la estructura y la capacidad de radiar del elemento unitario. El siguiente paso sería el diseño del *array*. Como se vio en la sección [2.4], la alimentación de los elementos es uno de los parámetros críticos para el diagrama de radiación del *array*. En este apartado, se explicará cómo se alimentará los elementos, y cuál es la función de alimentación que se utilizará en este TFG.

### 3.6.1 Alimentación por onda progresiva

La alimentación por onda progresiva, es un tipo de alimentación para antenas, donde la potencia se inyecta por un extremo de la estructura. La señal se propaga, a lo largo de ella, mientras entrega potencia a cada uno de los diferentes elementos radiantes.

En este TFG se va a utilizar este tipo de alimentación, donde se inyectará la potencia por uno de los extremos de la guía de onda, y cada ranura irá radiando una parte de la potencia total al medio. Por lo tanto, cada vez que la señal se propague, a través de una ranura, la potencia restante será menor que la potencia que había antes de llegar hasta ella. Las ranuras deberán ser, progresivamente, más largas para poder acoplar mayor cantidad de potencia restante. Normalmente, se busca con este tipo de alimentación, que el último elemento sea capaz de radiar toda la potencia que le llega, consiguiendo que no exista nada de señal por el

otro extremo de la guía de onda. Si esto no ocurre, a la potencia restante se le otorga el nombre de potencia residual.

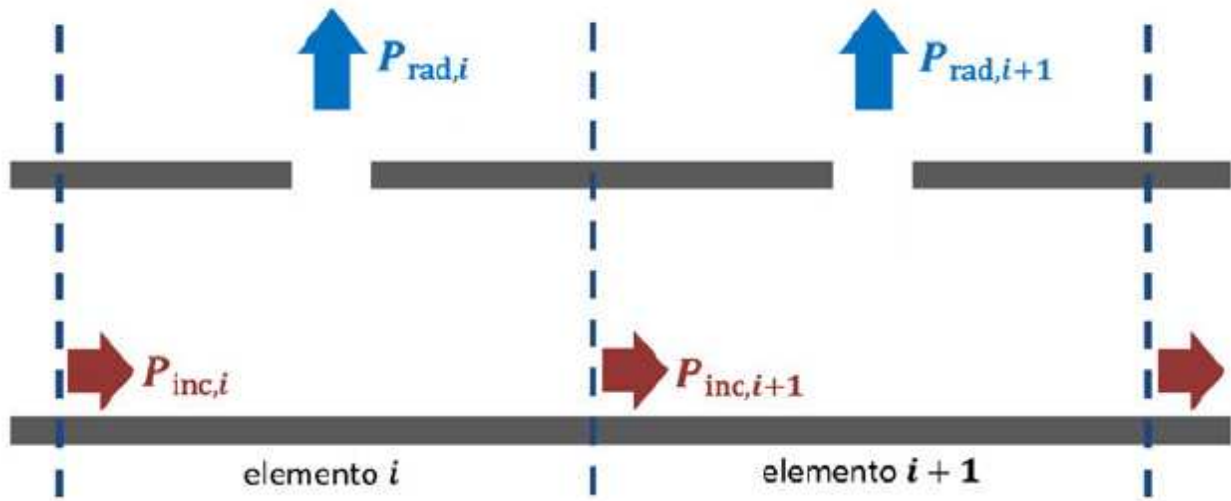


Figura 3.15 Alimentación por onda progresiva en guía de onda

Como la reflexión de cada elemento teóricamente es muy baja, se considera que no existe reflexión entre elementos. La potencia entregada al elemento  $i+1$ ,  $P_{inc,i+1}$ , es la potencia de entrada al elemento  $i$ ,  $P_{inc,i}$ , menos la potencia radiada al medio  $P_{rad,i}$ :

$$P_{inc,i+1} = P_{inc,i} - P_{rad,i} \quad (3.4)$$

### 3.6.2 Ley de alimentación del array

Uno de los factores más determinantes, a la hora de diseñar una antena de *array*, posiblemente sea minimizar los *grating lobes*. Se llama *grating lobe* al lóbulo lateral que tiene una amplitud del orden, prácticamente, del lóbulo principal, apuntando a otra dirección del espacio. Por ejemplo, una antena sufre *grating lobes* si sus elementos están separados a una distancia igual o superior a  $\lambda_0 / 2$ . Se quiere evitarlos a toda costa, porque son grandes niveles de radiación, en direcciones que no se necesita, llevando a pérdidas de potencia en direcciones indeseada.

Para poder estudiar el diagrama de radiación teórico de la antena de este TFG, se necesita calcular y representar el *factor de array*. [Fórmula 2.20]

Los parámetros que precisa el *factor de array* son los siguientes:

- **Módulo de los coeficientes de alimentación:** influye en el nivel de lóbulos secundarios (*SLL*) y el ensanchamiento del lóbulo principal. Para minimizar la *SLL*, la ley de alimentación que utilizará es una taper con distribución de Taylor a -26dB.



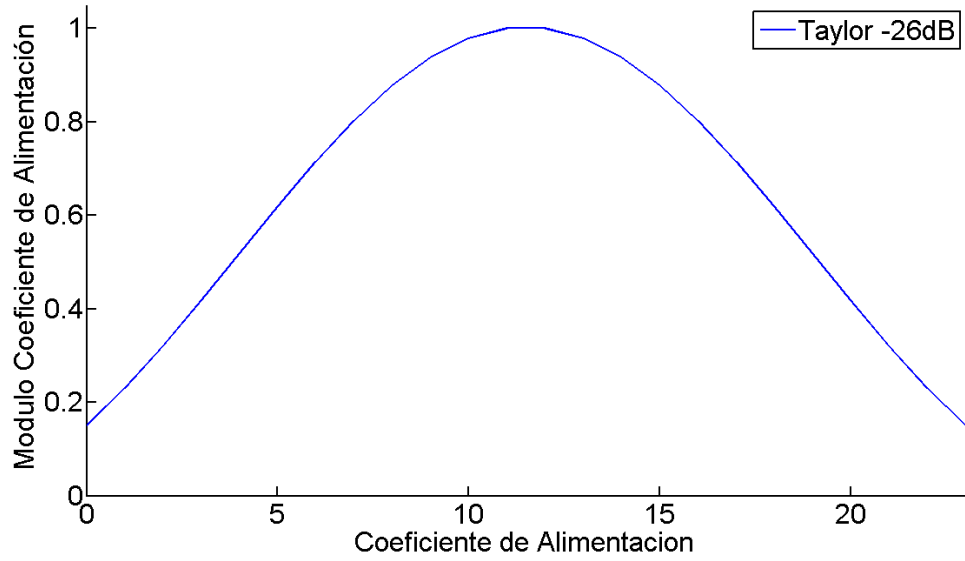


Figura 3.16 Ley de Alimentación del Array – Módulo de los coeficientes

- **Fase de los coeficientes de alimentación:** el desfase progresivo influye en el apuntamiento del lóbulo principal del *array*. Para conseguir un apuntamiento broadside hay que colocar los elementos a una distancia  $\lambda_g$  consiguiendo un desfase progresivo de  $0^\circ$ . En este caso, utilizar esta distancia, implica superar  $\lambda_0 / 2$  y generar *grating lobes*.
- **Distancia entre elementos:** es el patrón principal para conseguir que los elementos cumplan el desfase que requiere la antena. La reflexión total entre dos elementos, según la reflexión por pequeña señal, es la siguiente:

$$\rho_t = \rho_1 + \rho_2 e^{-2j\beta d} \quad (3.5)$$

Para minimizar la reflexión total entre dos elementos,  $\rho_1$  y  $\rho_2$  deben muy parecidos y estar separado a una distancia de  $3\lambda_g / 4$  o  $\lambda_g / 4$ .

Se disponen de dos distancias de diseño. La primera opción,  $3\lambda_g / 4$ , produce un desapuntamiento de la antena menor, pero sigue superando a  $\lambda_0 / 2$ . Por lo tanto, la distancia entre elementos debe ser  $\lambda_g / 4 = 7,95mm$ , de manera que el desfase sea:

$$\beta d = \left( 2 \frac{\pi}{\lambda_g} \right) \left( \frac{\lambda_g}{4} \right) = \frac{\pi}{2} = 90^\circ$$

Se cumple que  $\lambda_g / 4 < \lambda_0 / 2 \rightarrow 7,95mm < 8,82mm$

La siguiente tabla resume la ley de alimentación completa de este TFG:

Elemento	Amplitud $ F_k $	Fase (grados) $\angle F_k$
1	0.150477	0
2	0.230838	90
3	0.321016	180
4	0.418153	270
5	0.518808	0
6	0.619132	90
7	0.715065	180
8	0.802562	270
9	0.877815	0
10	0.937472	90
11	0.978832	180
12	1	270
13	1	0
14	0.978832	90
15	0.937472	180
16	0.877815	270
17	0.802562	0
18	0.715065	90
19	0.619132	180
20	0.518808	270
21	0.418153	0
22	0.321016	90
23	0.230838	180
24	0.150477	270

**Tabla 3-4 Ley de Alimentación completa del Array**

Si se aplica la ley de alimentación de la [Tabla 3.4] al factor de array, [Fórmula 2.20], se obtiene el diagrama de radiación teórico de la antena:

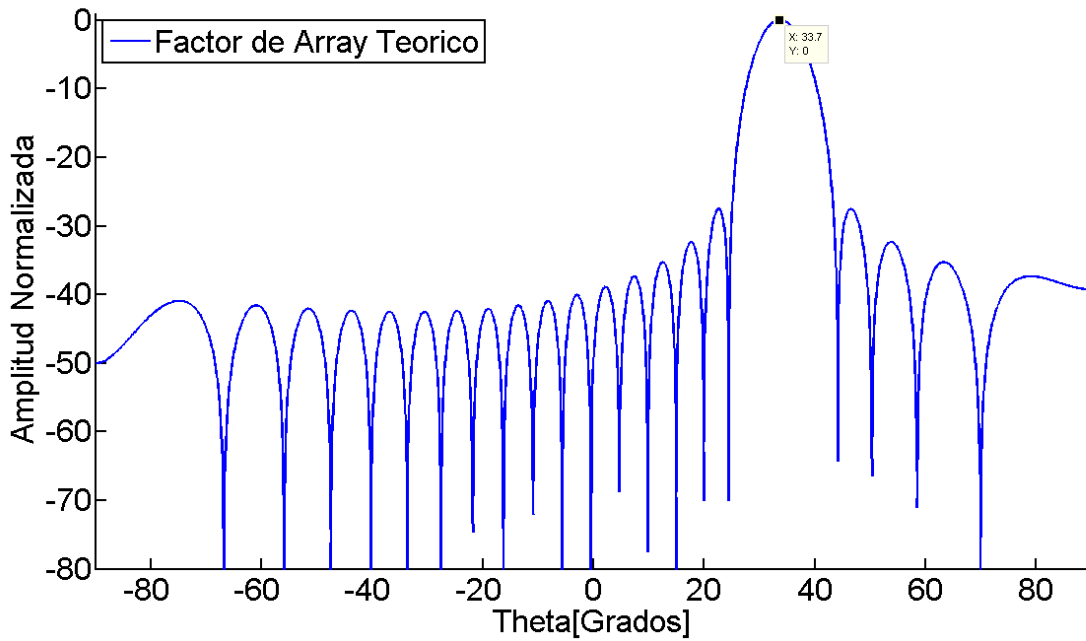


Figura 3.17 Factor de Array

Tiene un apuntamiento del lóbulo principal de 33,7º y un nivel de SLL de -27,5 dB.

### 3.6.3 Coeficientes de Acoplo del Array

Utilizando la siguiente fórmula, definida en [2], se puede obtener, a raíz de las amplitudes de alimentación, los valores de potencia que debe acoplar cada uno de los elementos del array:

$$|S_k| = \frac{P_{(rad,k)}}{P_{(inc,k)}} = \frac{(F_k^2(x_k))}{\left( \frac{\sum_{i=1}^M (F_i^2(x_i))}{(1-t)} - \sum_{i=1}^{k-1} (F_i^2(x_i)) \right)} \quad (3.6)$$

Donde los parámetros definidos en esta fórmula son:

- **sk**: coeficiente de acoplo de cada elemento “k” del array.
- **Pinc,k**: Potencia de entrada individual a cada elemento “k” del array.
- **Prad,k**: Potencia radiada por cada elemento “k” del array.
- **F**: Amplitud de alimentación de los elementos del array. [Tabla 3-4]
- **M**: Número total de elementos que conforman el array.
- **t**: tanto por ciento de la potencia residual (potencia que no acopla la antena).

Se tuvo que descartar un diseño sin potencia residual, ya que la máxima potencia radiada por el elemento unitario, aproximadamente es -4.5dB (registrado en [Anexo B] [Anexo C]). Es insuficiente para satisfacer los valores de potencia que requieren los últimos elementos del array. [Tabla 3-5]

Se decidió hacer un diseño con un **2% de potencia residual**. [Tabla 3-5]

Elemento	Amplitud	Sk[dB] t=0	Sk[dB] t=0,02
1	0.150477	-27,07210	-27,15984
2	0.230838	-23,34683	-23,43474
3	0.321016	-20,46230	-20,55061
4	0.418153	-18,12691	-18,21602
5	0.518808	-16,18611	-16,27660
6	0.619132	-14,54479	-14,63748
7	0.715065	-13,13829	-13,23432
8	0.802562	-11,91949	-12,02037
9	0.877815	-10,85248	-10,96020
10	0.937472	-9,90897	-10,02620
11	0.978832	-9,06616	-9,19653
12	1	-8,30542	-8,45393
13	1	-7,61121	-7,78495
14	0.978832	-6,97035	-7,17966
15	0.937472	-6,37140	-6,63178
16	0.877815	-5,80403	-6,13949
17	0.802562	-5,25847	-5,70751
18	0.715065	-4,72477	-5,35120
19	0.619132	-4,19169	-5,10485
20	0.518808	-3,64471	-5,03714
21	0.418153	-3,06128	-5,27676
22	0.321016	-2,39753	-6,04430
23	0.230838	-1,53796	-7,66718
24	0.150477	0	-10,56888

**Tabla 3-5 Coeficientes de acoplo para un array de 24 elementos, distribución de Taylor -26 dB y con una potencia residual del 2%**

Donde el fondo naranja muestra los elementos que no se podían realizar y el fondo amarillo muestra los valores que utiliza la antena de este TFG.

### 3.6.4 Array lineal de 24 elementos sin compensación de acoplo

En primer lugar, se llevará acabo el diseño de un *array* sin tener en cuenta el efecto del acoplo mutuo entre elementos, es decir, despreciando los efectos no esperados en la potencia que radia un elemento por tener elementos adyacentes a él. Es un fenómeno que hay que considerar en el diseño de un array, ya que su efecto puede llegar a ser devastador. Aun así, se necesita una primera aproximación del *array* lineal para poder trabajar sobre la antena y corregir los efectos de acoplo mutuo.

Así pues, de la misma forma que en el apartado [3.5.2], se realizará el diseño, de cada uno de los 24 elementos, para que su coeficiente de acoplo sea lo más cercano al coeficiente de acoplo que debería tener en la realidad. [Tabla 3.5]. Esta fase se realiza buscando el valor

apropiado de radiación, directamente en las tablas y gráficas realizadas [Anexo B] [Anexo C], durante el estudio del elemento unitario [Sección 3.5.2].

La siguiente tabla muestra una primera aproximación del *array* lineal con las dimensiones de cada uno de los elementos:

Elemento	Transversal [mm]	Longitudinal [mm]	SK[dB]	Sk[dB] TE10	Sk[dB] TE01
1	5,41	4,83	-27,15984	-27,14223561	-27,16721471
2	5,98	5,43	-23,43474	-23,4189238	-23,45524285
3	6,39	5,9	-20,55061	-20,54135737	-20,52752813
4	6,7	6,27	-18,21602	-18,23347497	-18,22249805
5	6,95	6,58	-16,27660	-16,25068015	-16,27162259
6	7,14	6,83	-14,63748	-14,64512964	-14,67143505
7	7,3	7,05	-13,23432	-13,21904006	-13,23863078
8	7,43	7,23	-12,02037	-12,00448193	-12,04338862
9	7,54	7,39	-10,96020	-10,93786865	-10,97234003
10	7,63	7,53	-10,02620	-10,0450066	-10,02756267
11	7,72	7,66	-9,19653	-9,139735191	-9,148279862
12	7,79	7,76	-8,45393	-8,435014315	-8,474403193
13	7,86	7,87	-7,78495	-7,744854149	-7,740557828
14	7,92	7,96	-7,17966	7,164387027	-7,150797385
15	7,98	8,04	-6,63178	-6,609289229	-6,63870915
16	8,03	8,12	-6,13949	-6,175445351	-6,142400217
17	8,09	8,19	-5,70751	-5,701806576	-5,724448945
18	8,14	8,25	-5,35120	-5,356759237	-5,381167469
19	8,18	8,3	-5,10485	-5,119490697	-5,107475777
20	8,2	8,31	-5,03714	-5,018797103	-5,05375992
21	8,15	8,27	-5,27676	-5,294065127	-5,270380118
22	8,05	8,14	-6,04430	-6,011048614	-6,021217812
23	7,87	7,88	-7,66718	-7,646725677	-7,674430492
24	7,58	7,45	-10,56888	-10,54311144	-10,56809657

**Tabla 3-6 Longitudes y Coeficientes de Acoplo del array lineal sin compensación de acoplo**

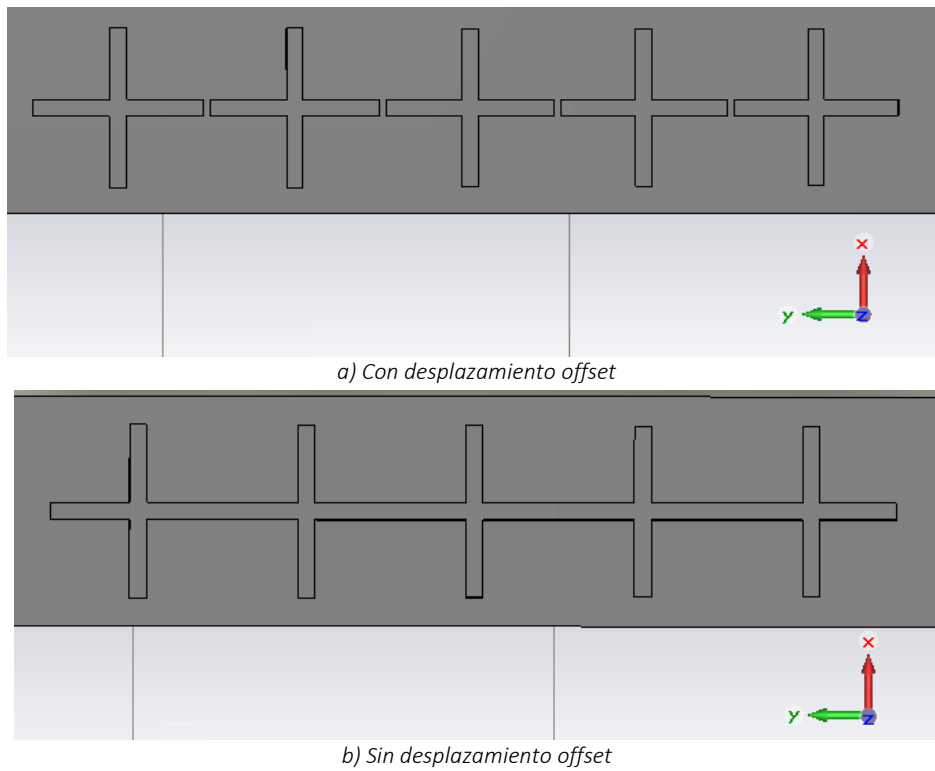
Si se sigue al pie de la letra todos los parámetros de diseño (se han ido especificado a lo largo de este capítulo) al montar el *array* completo, para continuar con la fase de simulación, se puede observar que las ranuras longitudinales colapsan. [Figura 3.18b]

Para proporcionar un desfase progresivo entre elementos de 90°, las ranuras deben tener una distancia aproximadamente de  $\lambda_g / 4 = 7,95\text{mm}$ . Las ranuras más largas superan los 7.95mm. [Tabla 3.6]

Para evitar este solape de ranuras, ya que sería inservible con él (cambia el elemento radiante, los elementos del *array*...) se decidió, en esta primera aproximación, añadir un desplazamiento extra offset entre ranuras, a partir del elemento 12, para poder llevar la configuración diseñada. Este offset va a derivar en un mayor desajuste de las fases del *array*.

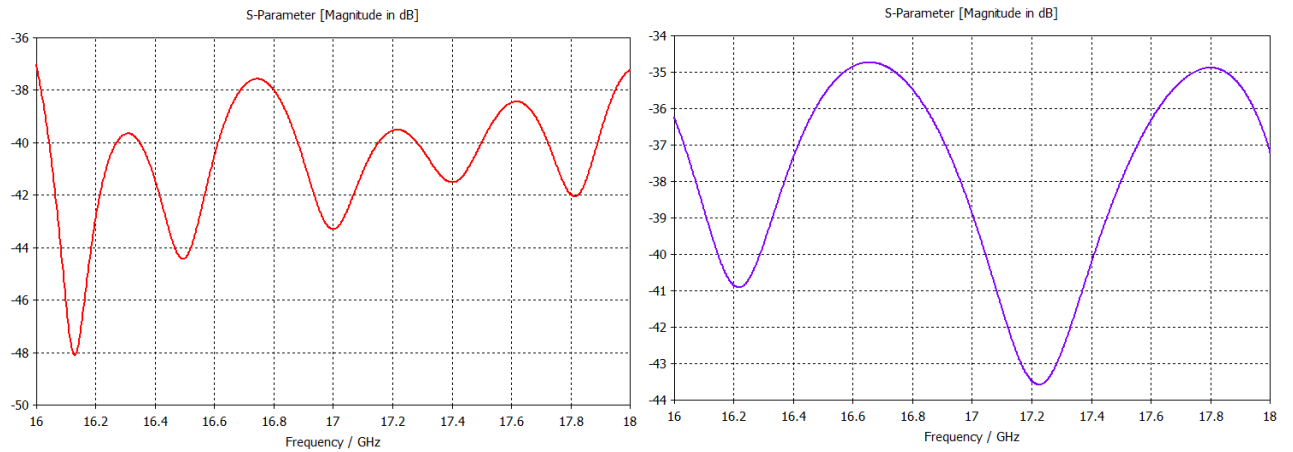
Elemento	Offset [mm]
12	0,16
13	0,265
14	0,365
15	0,45
16	0,53
17	0,605
18	0,67
19	0,725
20	0,755
21	0,74
22	0,655
23	0,46
24	0,115

**Tabla 3-7 Desplazamiento offset de los elementos del array**



**Figura 3.18 Solapamiento de ranuras**

Tras realizar el cambio de distancia entre elementos, se lleva a cabo una simulación en CST del diseño completo, y a continuación, se presenta los primeros resultados del array:

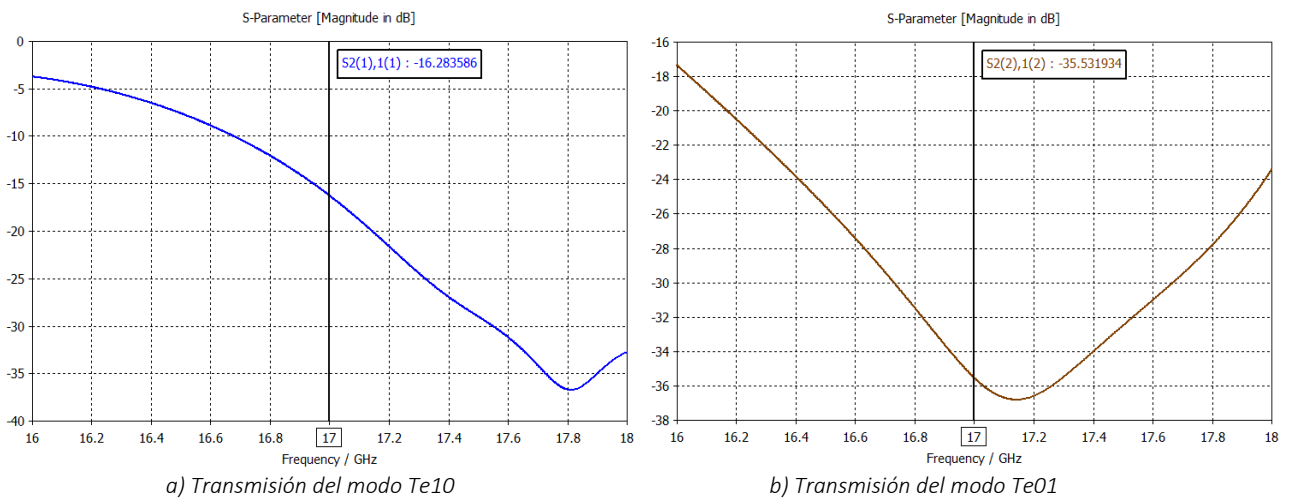


a) Reflexión para el modo  $Te_{10}$

b) Reflexión para el modo  $Te_{01}$

**Figura 3.19** Parámetro  $S_{1,1}$  del Array

Se tiene una buena reflexión (debido a la distancia de diseño,  $\lambda_g / 4$ , - teoría de pequeñas reflexiones entre elementos [Fórmula 3.5] ) de -35dB en toda la banda.

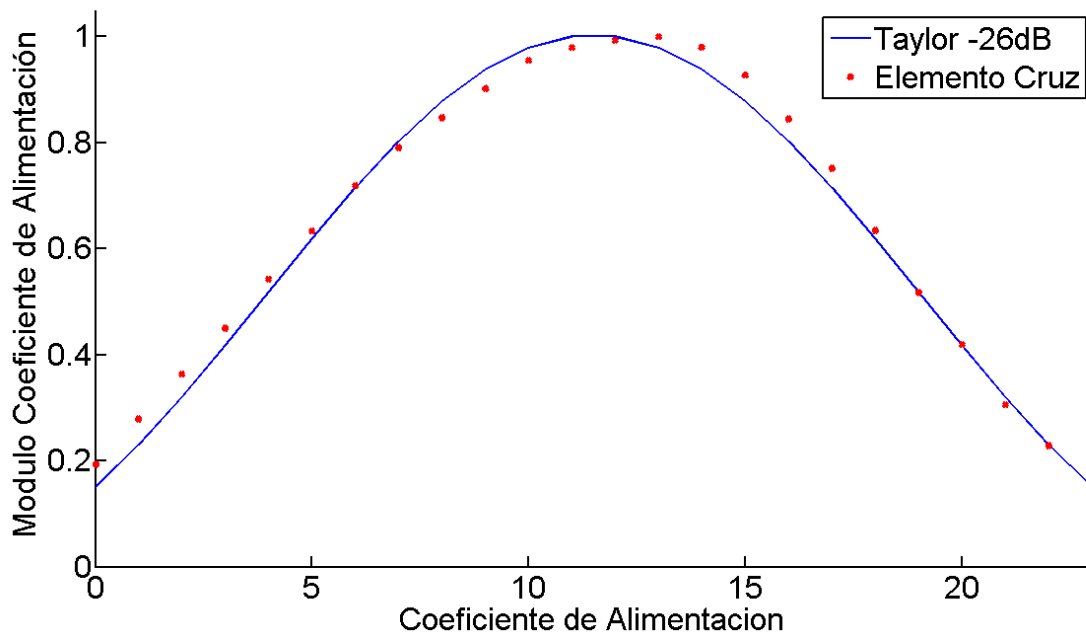


a) Transmisión del modo  $Te_{10}$

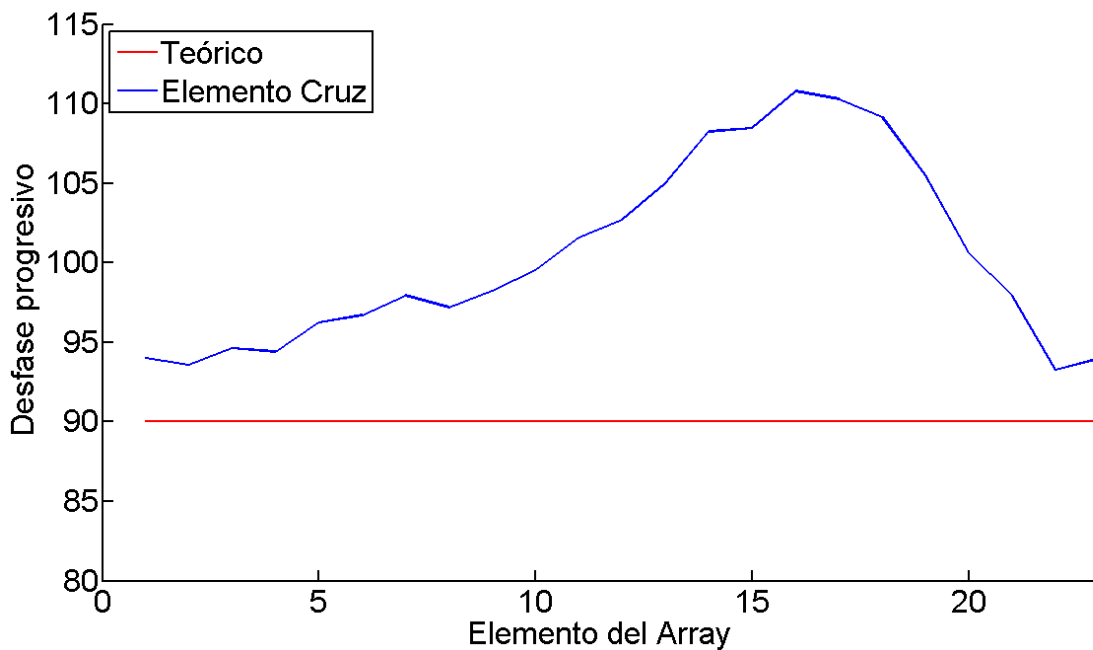
b) Transmisión del modo  $Te_{01}$

**Figura 3.20** Parámetro  $S_{2,1}$  del Array

La transmisión es algo menor a la de diseño, -17dB (corresponde a un 2% de potencia residual, en unidades naturales), debido fundamentalmente al acoplo mutuo entre ranuras. El modo TE10 tiene aproximadamente un 1,5% de potencia residual mientras que el modo TE01, prácticamente su transmisión es del 0%, y toda la potencia es radiada por el array.



a) Módulo



b) Fase

**Figura 3.21 Campo radiado por los elementos del Array modo Te10**

Las ranuras transversales [Figura 3.21], al tener más separación entre elementos, sufren menos erosión por acoplo mutuo que las ranuras longitudinales. [Figura 3.26]

El módulo es muy parecido a los coeficientes de alimentación que se habían diseñado (Taylor -26dB) [Figura 3.21a]. Sin embargo, como ya se anticipó, el desfase progresivo se deteriora debido a la distancia offset que se tuvo que añadir, y porque las ranuras más largas producen un desfase extra. [Figura 3.14]

Hay un desfase máximo de hasta 110.79°. [Figura 3.21b]



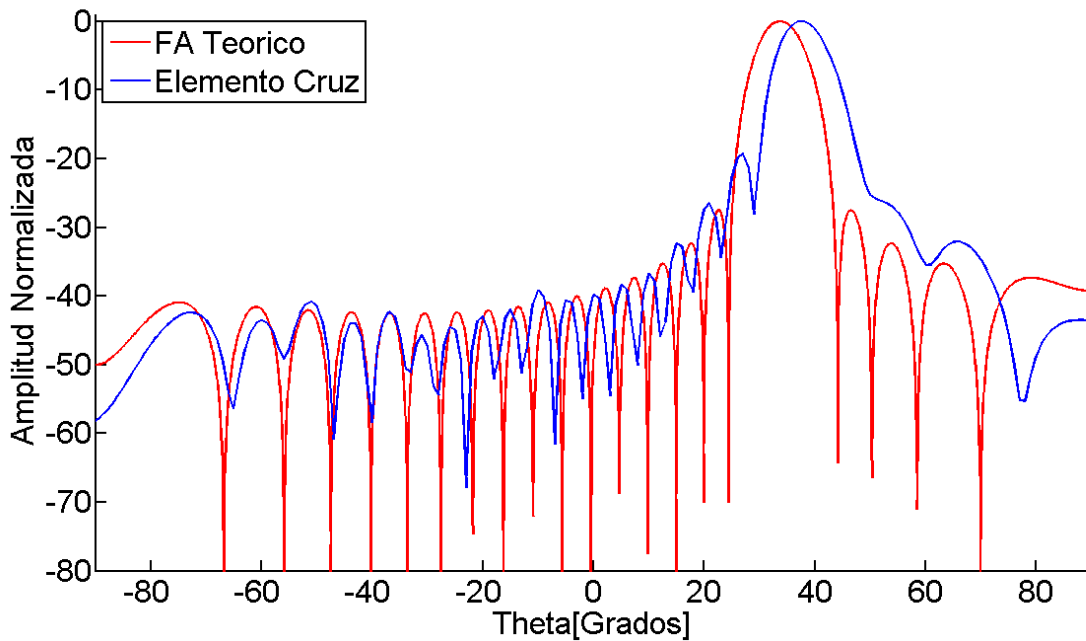


Figura 3.22 Componente copolar modo Te10 - Cartesianas

El diagrama de radiación en la dirección deseada (copolar) sufre un desapuntamiento del lóbulo principal de  $4^\circ$  respecto a su teórica, además su nivel de *SLL* ha subido a  $-19,3\text{dB}$ . La amplitud no es la culpable de las discrepancias, es la fase. En la [Figura 3.23] se muestra que pasaría si el array simulado tuviera el desfase progresivo teórico de  $90^\circ$ .

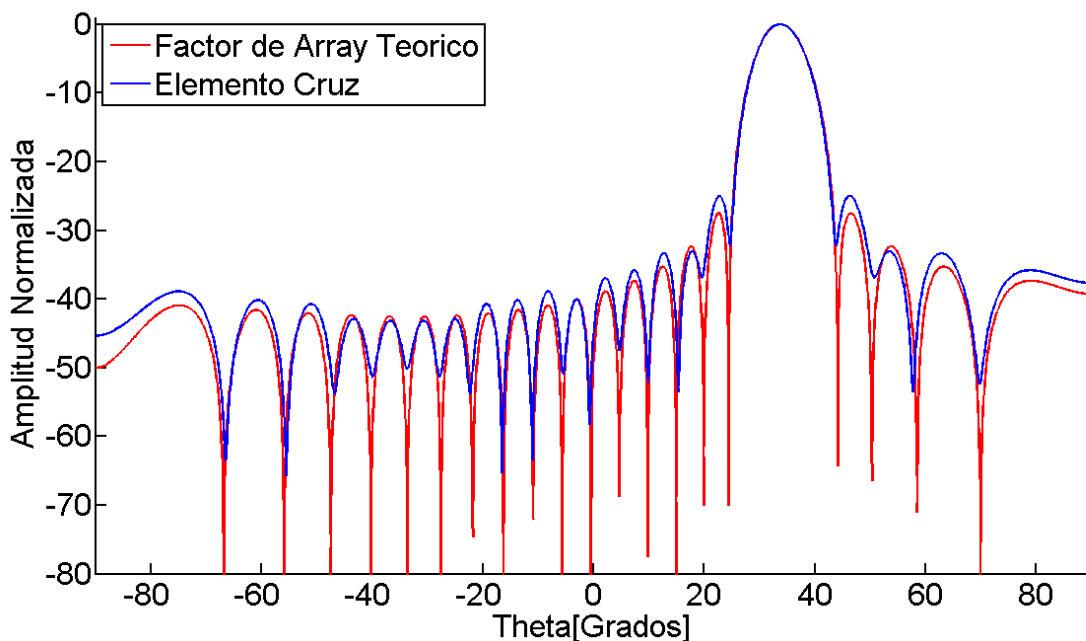
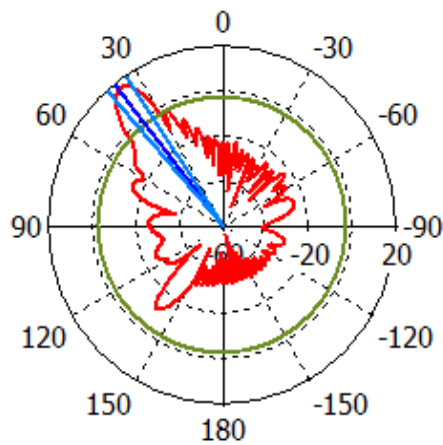


Figura 3.23 Componente copolar con desfase progresivo teórico, modo Te10 – Cartesianas

Se necesita corregir la fase para conseguir un diagrama, prácticamente, como el teórico.



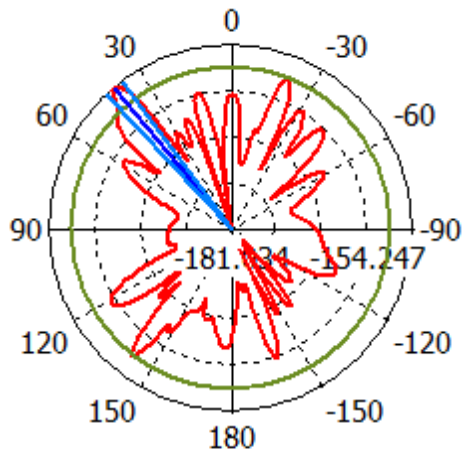
Theta / Degree vs. dB

a) Diagrama

Frequency = 17  
Main lobe magnitude = 17.1 dB  
Main lobe direction = 38.0 deg.  
Angular width (3 dB) = 7.6 deg.  
Side lobe level = -19.3 dB

b) Propiedades

Figura 3.24 Componente copolar, modo Te10 – polares



Theta / Degree vs. dB

a) Diagrama

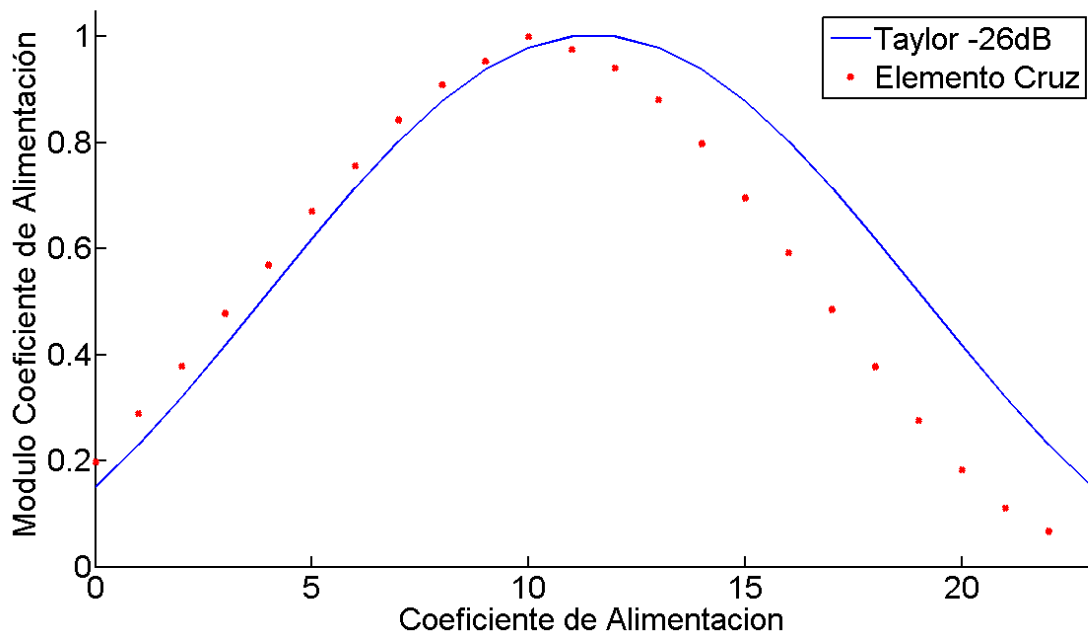
Frequency = 17  
Main lobe magnitude = -145.3 dB  
Main lobe direction = 40.0 deg.  
Angular width (3 dB) = 6.5 deg.  
Side lobe level = -4.2 dB

b) Propiedades

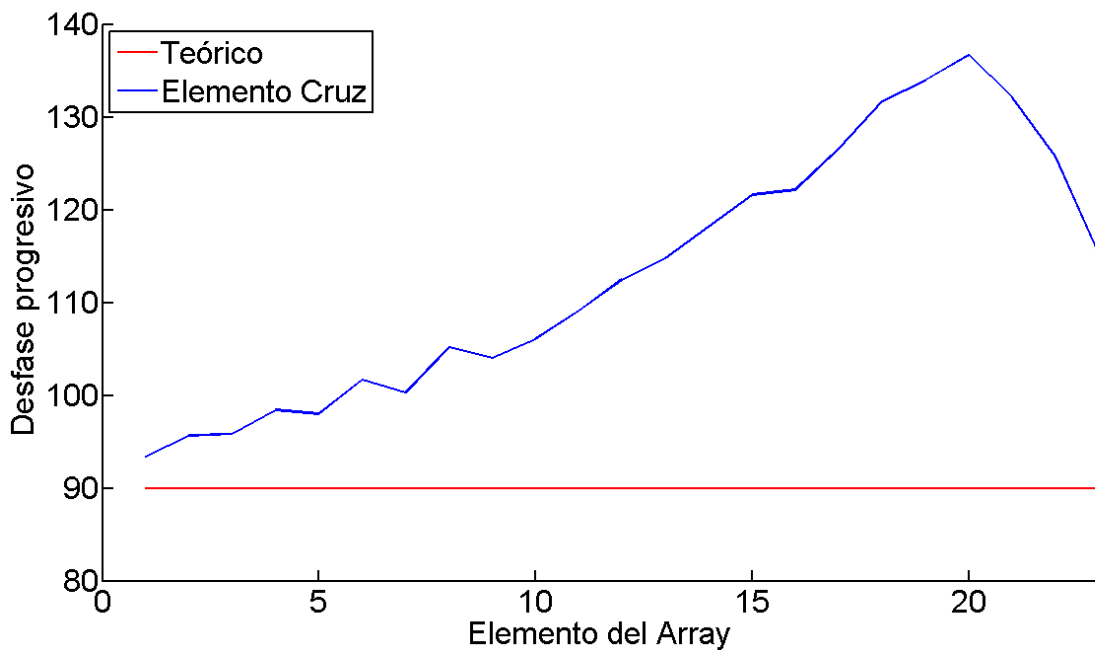
Figura 3.25 Componente contrapolar, modo Te10 – polares

No hay radiación en la componente contrapolar (-145,3dB). [Figura 3.25] La antena en su componente copolar tiene 17,1 dB de ganancia a la frecuencia central de diseño, en la dirección del lóbulo principal.

A continuación se presenta el mismo estudio para las ranuras longitudinales:



a) Módulo



b) Fase

Figura 3.26

Figura 3.26 Campo radiado por los elementos del Array modo Te01

Las ranuras longitudinales sufren mayor acoplo mutuo, por proximidad de estas ranuras. Los primeros elementos radian más de lo que deberían, hasta el punto de inflexión, donde la potencia restante es inferior a la que debería haber en ese punto, decayendo esta radiación debido a la falta de potencia. [Figura 3.26a]

El desfase progresivo es aún mayor que en las ranuras transversales, este error de fase ha sido incrementado por la distancia offset para no solape de ranuras, llegando a un máximo de hasta 136.66°. Se produce un peor diagrama de radiación.

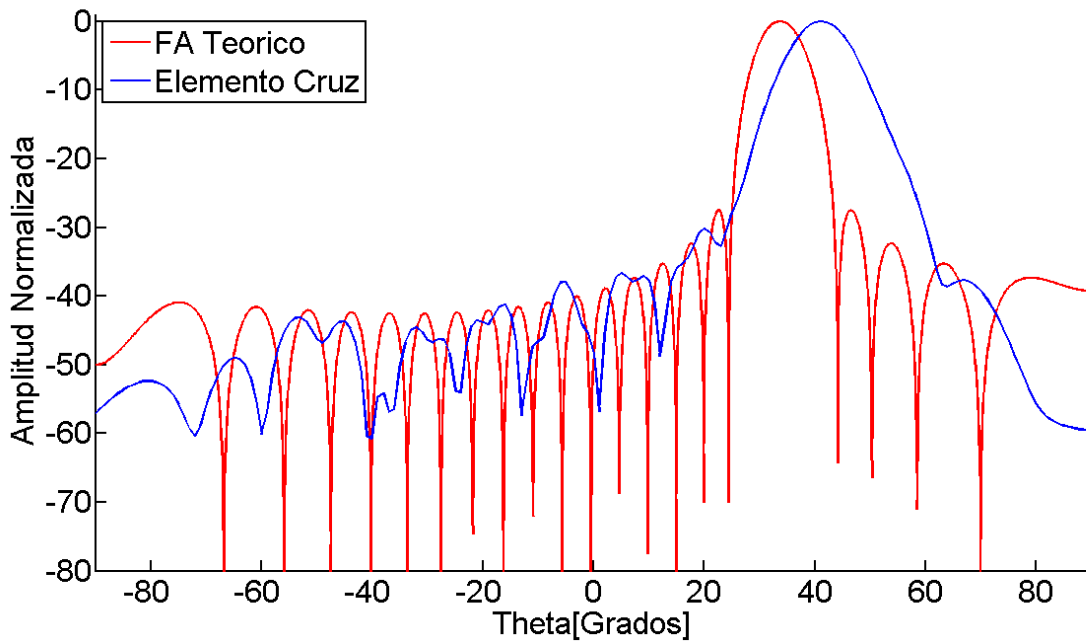


Figura 3.27 Componente copolar modo Te01 – Cartesianas

El diagrama de radiación sufre un desapuntamiento mayor, en este caso de 7°. Además se ha ensanchado el lóbulo principal debido a la influencia de la amplitud.

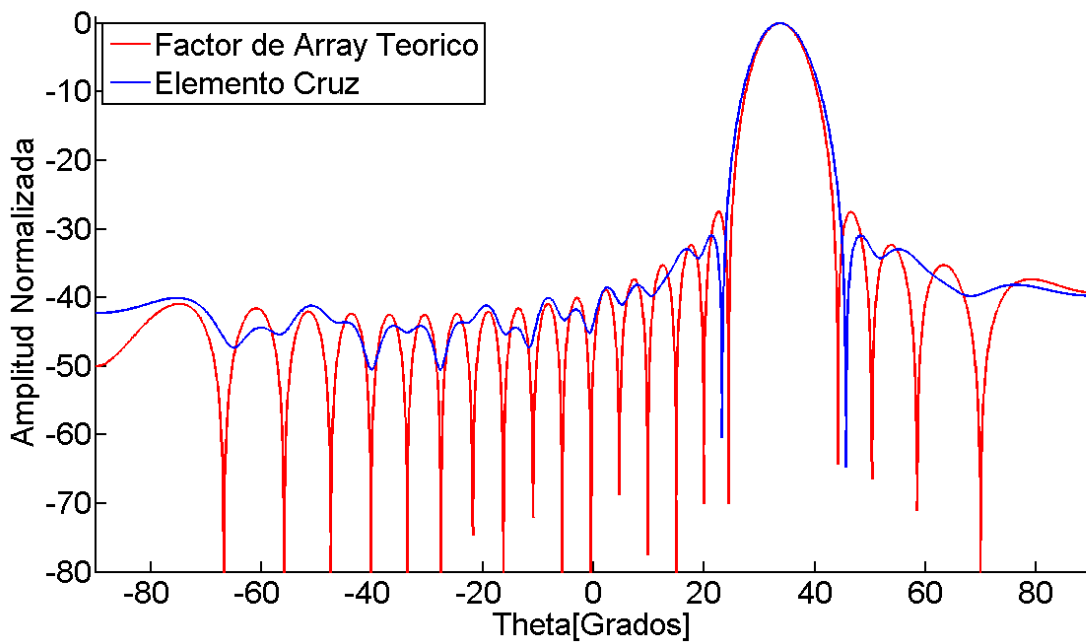
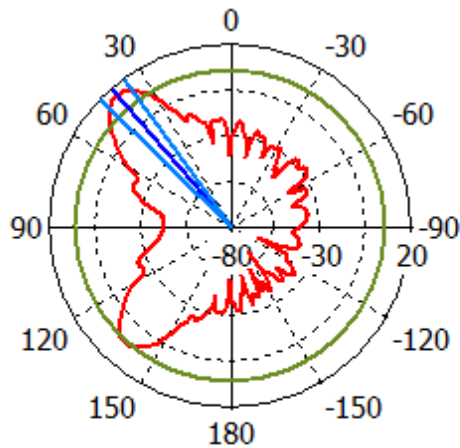


Figura 3.28 Componente copolar con desfase progresivo teórico, modo Te01 – Cartesianas

Si el desfase progresivo fuera el teórico, 90°, el desapuntamiento se corregiría. El comportamiento de los lóbulos secundarios es peor, debido a que los módulos del campo radiado decaen antes de lo diseñado. [Figura 3.26-a].



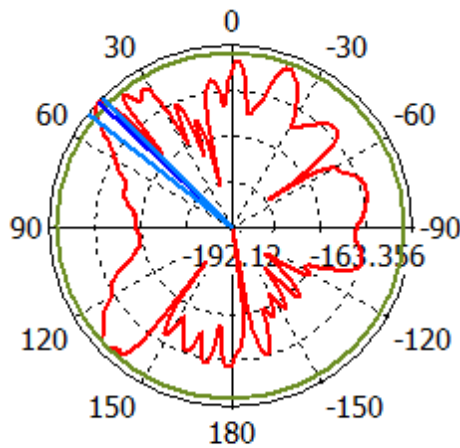
Frequency = 17  
 Main lobe magnitude = 15.8 dB  
 Main lobe direction = 41.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 9.6 deg.  
 Side lobe level = -9.0 dB

Theta / Degree vs. dB

a) Diagrama

b) Propiedades

Figura 3.29 Componente copolar, modo Te01 – polares



Frequency = 17  
 Main lobe magnitude = -153.8 dB  
 Main lobe direction = 47.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 6.9 deg.  
 Side lobe level = -1.6 dB

Theta / Degree vs. dB

a) Diagrama

b) Propiedades

Figura 3.30 Componente contrapolar, modo Te01 – polares

Tampoco hay radiación contrapolar (-153,8dB), la ganancia para las ranuras longitudinales tiene valor de 15,8dB empeorando respecto a las ranuras transversales. También se está originando un *grating lobe* que eleva la SLL a -9dB [Figura 3.29a], esto ocurre, porque el diagrama de radiación, en este plano, es mucho menos directivo, que en el anterior, y al realizar la multiplicación con el factor de array [Fórmula 3.30] no se anula el *grating lobe*.

En todo este apartado se ha podido observar el efecto que tienen el acoplo mutuo entre elementos y el por qué es algo a tener muy en cuenta, a la hora de diseñar *arrays*.



# 4. Modelo de compensación de acoplo por partes

---

## 4.1 – Introducción

Con el fin de compensar las discrepancias que existen entre los diagramas simulados del capítulo anterior, frente a los resultados teóricos calculados en el diseño, se tiene que rediseñar el *array* lineal para compensar el acoplo mutuo entre elementos.

El modelo de compensación de campo eléctrico, consiste en utilizar los datos del campo eléctrico radiado, por cada una de los elementos del *array* en campo cercano (monitor que mide el campo muy cerca del elemento [Figura 3.12], y así conocer la amplitud y fase que se está acoplando y radiando.

El procedimiento que se sigue para ajustar una antena de este tipo, normalmente, es el siguiente:

- De la simulación en CST, se extraen los valores del campo, en la cercanía, del elemento en sus componentes 'Ex', 'Ey', 'Ez' para cada uno de los elementos.
- Estos datos se convierten a sus valores de amplitud y fase para cada elemento.
- Con esta información se realizan modificaciones en las dimensiones del elemento y la longitud entre ellos para compensar los efectos.
- Repetir la simulación de la antena completa y volver al paso 1.

Es un proceso iterativo hasta ajustar el *array* completo, elemento a elemento, donde el mínimo cambio obliga a simular la antena completa. Es un proceso muy repetitivo y lento, puesto que no se pueden realizar simulaciones simultáneas, además debido a la complejidad del ajuste de este acoplo mutuo, se requiere muchas iteraciones hasta llegar a unos resultados correctos. Por ejemplo, la simulación completa de este TFG con un equipo potente (multicore de 6 núcleos, 16GB de ram...) puede rondar en torno a 2 o más horas.

Por estos motivos, en este TFG, se decidió emplear mucho tiempo para investigar una mejora del método actual de compensación de acoplo que se está utilizando en el grupo RFCAS, donde cada cambio no suponga una simulación de la antena completa. Uno de los objetivos de este trabajo fin de grado, era desarrollar un método que permitiese modelar la antena completa, mediante simulaciones de partes troceadas de ella misma. Esta investigación se ha realizado para simulaciones de 5 y 7 elementos consecutivos del *array*. Permite simulaciones más pequeñas y rápidas, para cada cambio que ocurra en la antena, en lugar de una simulación completa. Por ejemplo, con el mismo equipo, la simulación de 5 elementos tarda en torno a 5-10 minutos frente a las 2 o más horas que supondría la antena completa, lo que mejora mucho el tiempo invertido en esta fase del diseño.

## 4.2 – Desarrollo del Método

El método consiste en ajustar cada ranura del *array* con simulaciones de las ranuras que aportan a está más acoplo, es decir, las ranuras más próximas a ella, como puede observarse a continuación:

7	8	9	10	11
---	---	---	----	----

Figura 4.1 Ajuste de la ranura novena – 5 elementos

Donde la ranura amarilla, es el elemento que se desea ajustar en presencia de las ranuras que más acoplo producen a ella, para el caso de 5 elementos.

Este método también requiere un proceso iterativo que se basa en los siguientes pasos:

- Del mismo modo que se hacía anteriormente, se necesita los valores de campo eléctrico en la cercanía, en amplitud y fase, pero en este caso de los  $n$  elementos que aparecen en la simulación troceada. Se obtienen de la misma forma gracias a CST.
- Aplicar el método descrito a continuación para ajustar la ranura central de la simulación troceada.
- Una vez que se ha ajustado la ranura central  $i$ , repetir desde el paso 1, pero desplazando la ranura  $i+1$  al centro para su análisis. Repetir este paso hasta compensar todos los elementos del *array*.

La primera y la última simulación requieren un cuidado especial, ya que las ranuras de los extremos no tienen tantas ranuras próximas a ella para utilizarlas como referencia. Se ajustarán con las simulaciones donde estén colocadas en los extremos (no es posible centrar estos elementos en el array troceado).

1	2	3	4	5
---	---	---	---	---

a) Primera simulación

20	21	22	23	24
----	----	----	----	----

b) Última simulación

Figura 4.2 Simulaciones troceadas especiales – 5 Elementos

Donde las ranuras amarillas, son los elementos que se desean ajustar.

A continuación, se explicará que información se dispone en cada simulación troceada:



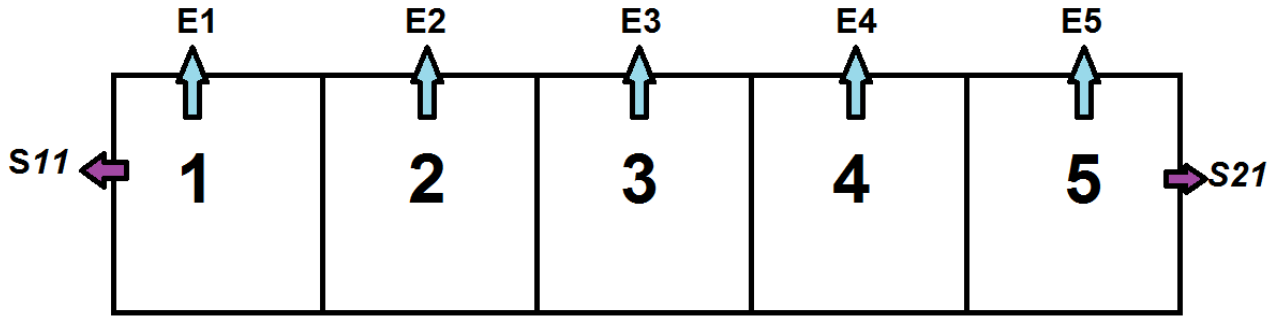


Figura 4.3 Datos disponibles de cada simulación – 5 Elementos

- $S_{11}$  = Reflexión de la simulación troceada correspondiente.
- $S_{21}$  = Señal transmitida de la simulación troceada correspondiente.
- $P_{rad,5}$  = Potencia radiada total por los '5' elementos, se calcula de la misma forma que se hizo para un elemento. [Fórmula 3.3]
- $E_n$  = Campo eléctrico en la cercanía por el elemento  $i$ .

La dificultad de este método radica, en no tener acceso a la potencia que radia el elemento central o cualquiera de la estructura, solamente se dispone de la potencia total radiada por el conjunto de  $n$  elementos y a su contribución en campo eléctrico. Hay que relacionar de alguna manera estas dos magnitudes.

Todos los datos que se emplearán, para modelar el comportamiento de la antena completa con las simulaciones de las partes troceadas, son únicamente datos propios extraídos de las simulaciones individuales.

Uno de los errores, que llevó bastante tiempo detectar y corregir, consistía en utilizar los valores extraídos, tanto de simulaciones anteriores como posteriores, al bloque que se estaba analizando, para modelar el comportamiento. Se detectó que los resultados eran imprecisos debido a que se perdían referencias y no se conseguía comparar cosas del mismo valor.

Tras varios periodos de desarrollo, pruebas y perfeccionamiento se llegó al siguiente proceso:

- **Cálculo de la potencia radiada:** utilizando los '*parámetros s*' se puede saber la potencia que radian todos los elementos de la simulación troceada  $m$  :

$$P_{rad,m} = 1 - |S_{11}|_m^2 - |S_{21}|_m^2 \quad (4.1)$$

- **Cálculo de la constante K:** se entiende por constante K, al valor total de todas las constantes que multiplican al campo eléctrico y que lo relacionan con la potencia radiada.

$$P_{rad,m} = K_m \left( \sum_{a=0}^n |E_a|^2 \right) \rightarrow K_m = \frac{P_{rad,m}}{\sum_{a=0}^n |E_a|^2} \quad (4.2)$$

Donde  $a$  es el índice del primer elemento de la simulación y  $n$  es el número de elementos que se están empleando por simulación troceada.

Ahora se quiere comparar dos cosas con el mismo peso que relacionen los datos que disponemos. Por un lado los coeficientes teóricos de alimentación  $|F_j|$ , y por otro lado, el campo  $|E_a|$  de cada una de las ranuras.

- **Ponderación de los datos teóricos:** El nuevo coeficiente de acoplamiento  $c_j$ , es la relación entre el coeficiente de alimentación que debe tener el elemento  $j$ , dividido por toda la potencia que aún no se ha radiado en el *array*, antes de llegar al propio elemento  $j$ :

$$C_j = \frac{|F_j|^2}{\left( \sum_{a=j}^N |F_a|^2 \right) + t} \quad (4.3)$$

Donde  $N$  es el número de elementos del *array* completo,  $t$  la potencia residual y  $j$  el índice del elemento que se está analizando.

- **Ponderación de los datos de la simulación por trozos:** El nuevo coeficiente de acoplamiento  $c_j$ , es la relación entre el módulo del campo eléctrico del elemento  $j$  con su correspondiente constante  $K_m$ , dividido por toda la potencia que aún no se ha radiado en la simulación troceada, antes del elemento  $j$ :

$$C_j = K_m \frac{|E_j|^2}{\left( \sum_{a=j}^n K_m |E_a|^2 \right) + S_{21,m}} \quad (4.4)$$

Donde  $n$  sigue siendo el número de elementos que se está empleando en la simulación troceada, y  $m$ , el índice de la simulación correspondiente al elemento que se está analizando.

- **Ajustar el elemento central:** comparar los nuevos coeficientes  $C_j$  y cambiar los parámetros de la ranura central, para compensar el efecto del acoplo. Repetir desde el paso 1 hasta que la ranura esté ajustada correctamente. Repetir este proceso para cada una de las ranuras del *array*.

## 4.3 Análisis del Método

En este apartado se analizará los resultados obtenidos, verificando la fiabilidad del método propuesto, para simulaciones de 5 y 7 elementos, comprobando si de verdad, se puede modelar el comportamiento de la antena completa con esa cantidad de elementos, o se requiere un número mayor de ellos para captar, de manera efectiva, el efecto del acoplo

mutuo. Las pruebas que se han realizado consisten en aplicar el método anterior y verificar los resultados.

Antes de comenzar con 5 elementos, se estuvo intentando simulaciones de 3 elementos, pero con el tiempo se llegó a la conclusión de que se perdían muchas referencias de acoplo al dejar solamente las ranuras adyacentes. Se pasó a simulaciones más grandes, y efectivamente, mejoró notablemente los resultados, llegando a captar de manera eficiente estos efectos.

Una de las primeras pruebas que se llevó a cabo, fue comprobar la constante  $K$  : [Anexo E]

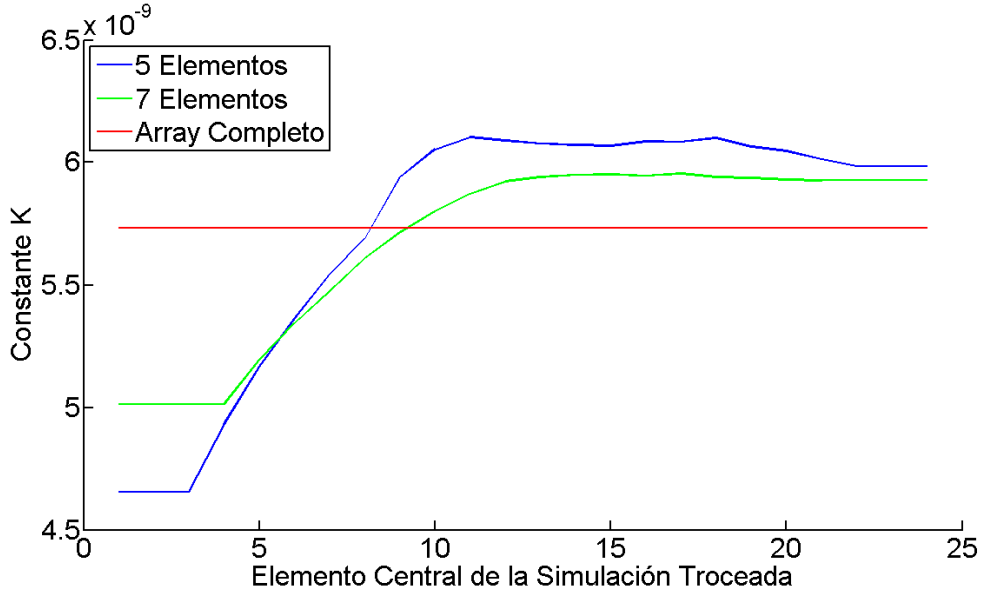


Figura 4.4 Constante K -Modo TE10

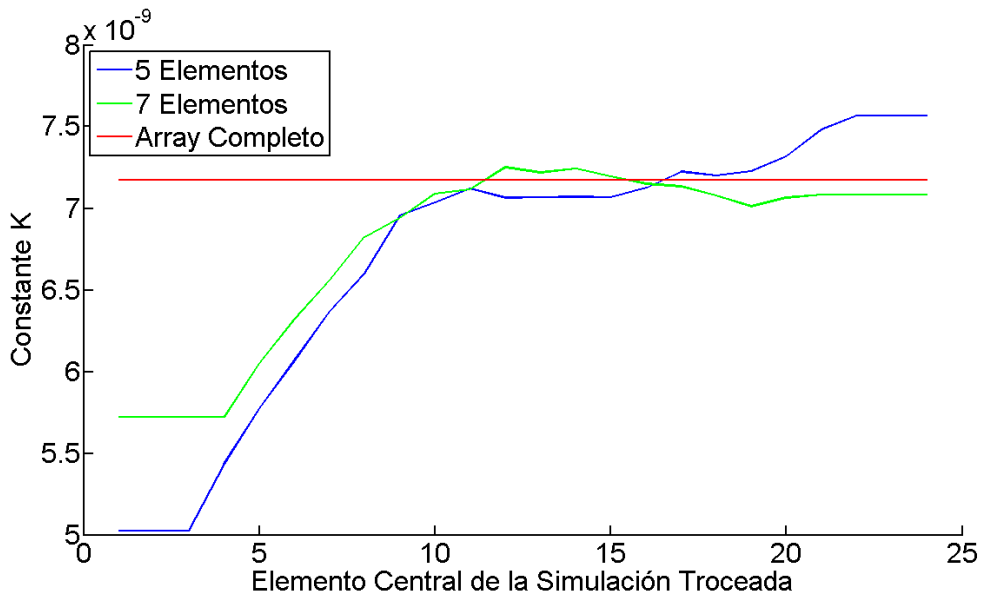


Figura 4.5 Constante K -Modo TE01

Donde el eje de abscisas indica que la simulación troceada  $m$  que se está analizando, y el eje de ordenadas el valor de la constante  $K_m$ .

Se consigue una buena predicción, en todas las simulaciones troceadas de la constante  $K$ , respecto al valor que se obtiene en la simulación del *array* completo, sobre todo en los elementos centrales, donde el acoplamiento es mayor y se captan los efectos de manera más

clara. Además con 7 elementos, al tener la ranura central la presencia de más ranuras, se consigue una precisión aún mayor, aunque realmente los cambios no son significativos como para abortar el proceso de 5 elementos.

El siguiente parámetro a analizar es el nuevo coeficiente de acoplamiento  $c_j$  : [Anexo D]

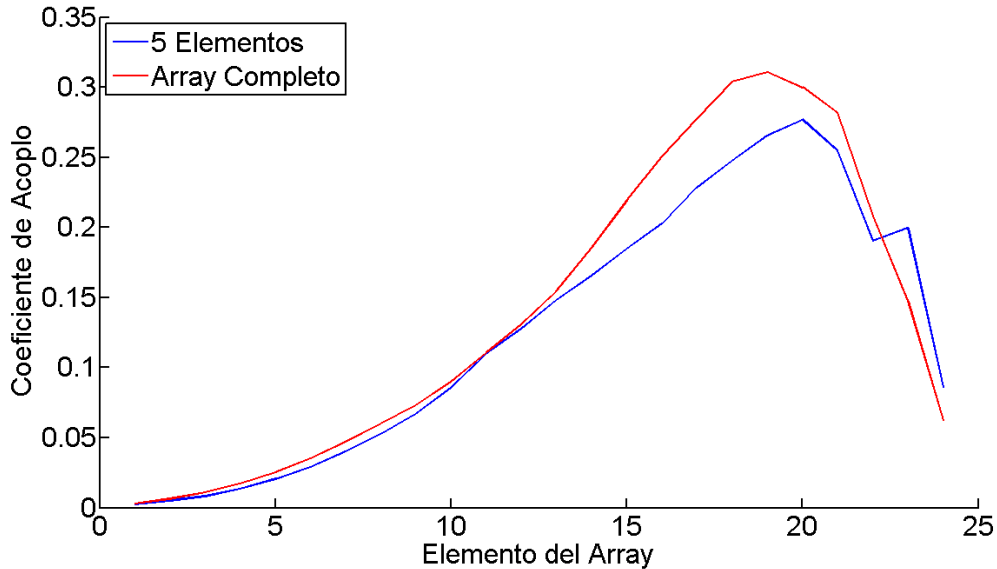


Figura 4.6 Coeficiente de Acoplo – TE10

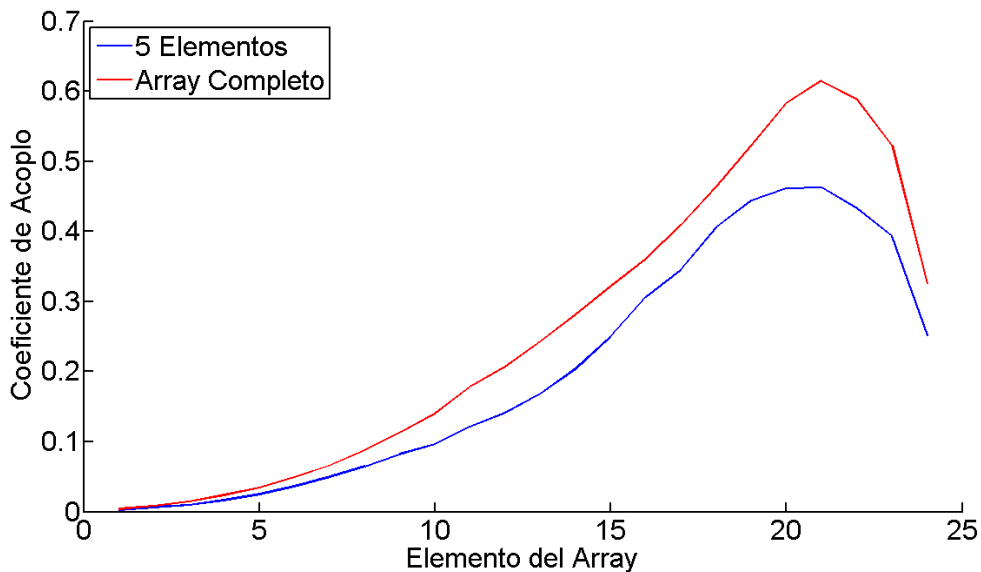


Figura 4.7 Coeficiente de Acoplo – TE01

También se consiguen unos buenos resultados, donde ya se puede observar, que se puede modelar el comportamiento de la antena completa mediante simulaciones parciales de 5 elementos. Para corregir las pequeñas imprecisiones que ocurren, por aplicar el método, se puede seguir una de las siguientes soluciones:

- **Método Iterativo:** en general la compensación de acoplo es un proceso complicado, ya que constantemente, se está cambiando elementos para corregir estos efectos. Al variar un elemento, también estás modificando el acoplo que este nuevo va a generar sobre sus vecinos, de tal manera, que conseguir un *array* como el fijado por diseño a la primera es casi imposible, se necesita iterar. Con el método de 5 elementos pasa

exactamente igual, de tal forma, que al completar un primer diseño de corrección de acoplo, si el diagrama de radiación no ha mejorado lo suficientemente como para satisfacer los requisitos de diseño, se debe someter a otra pasada por el método descrito, hasta que converge en la compensación adecuada.

- **Mayor Precisión:** si aumentamos el número de elementos por simulación, se obtiene una predicción mejor del comportamiento de la antena completa, eso sí, a costa de simulaciones más lentas. Es un compromiso entre tiempo empleado por simulación y precisión de la medida.

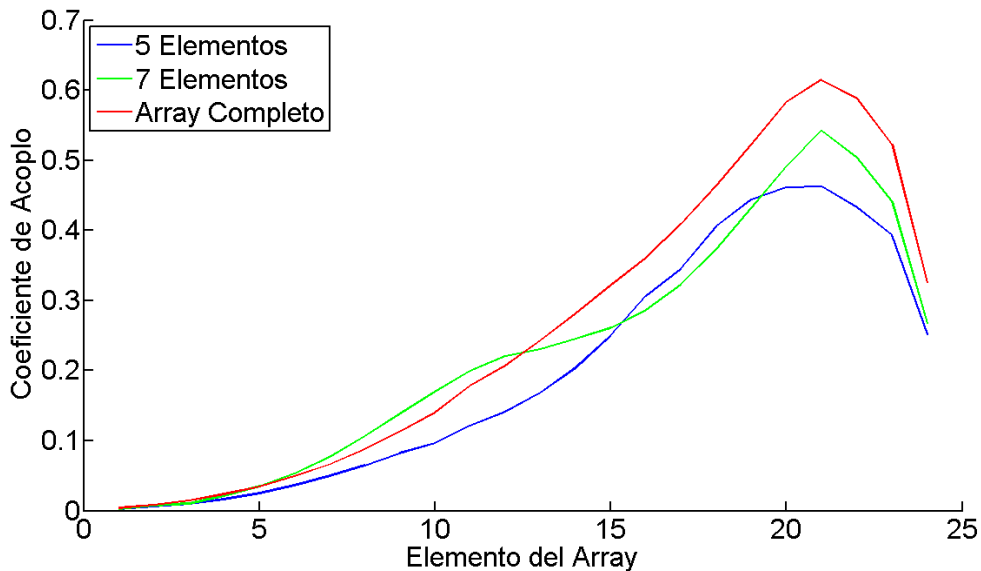


Figura 4.8 Coeficiente de Acoplo para más elementos -Te01

Por último queda verificar si con las simulaciones troceadas, se puede modelar bien la diferencia de fase entre elementos:

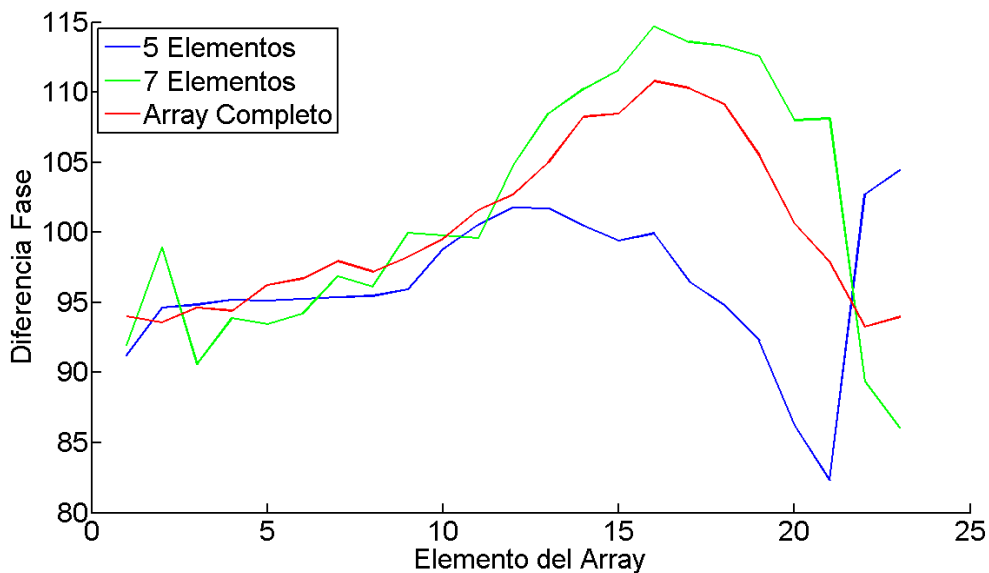


Figura 4.9 Predicción de fase – TE10

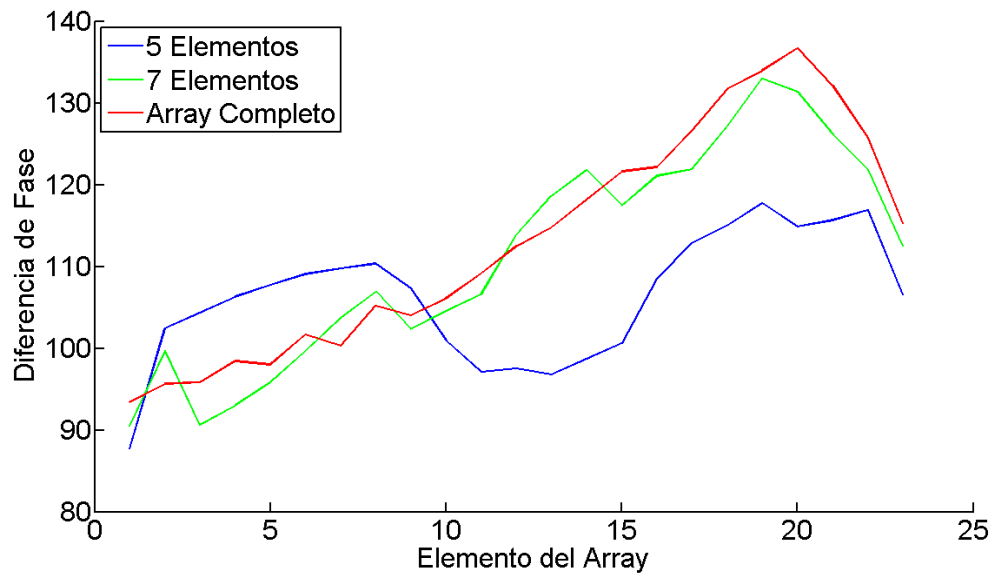


Figura 4.10 Predicción de fase – TE01

Con 5 elementos se tiene una medida imprecisa, cosa que mejora sustancialmente con la simulación troceada de 7 elementos.

# 5. Nuevo Elemento Radiante

---

## 5.1 – Introducción

Al final del capítulo 3, se presentó un primer diseño con unas limitaciones físicas de espaciado, que impedía cumplir la distancia entre elementos necesaria, derivando en serios problemas en la fase. Se tuvo que añadir un offset entre elementos para poder colocar cada una de las ranuras que se habían diseñado en el *array*. Para poder corregir la fase, se necesita acercar unas ranuras a otras.

Se está en una encrucijada donde por un lado, se necesitan ranuras muy largas para poder radiar la potencia correspondiente, pero a su vez para estas mismas ranuras, se exige una distancia entre elementos menor que su propia longitud. Es decir, aumentar esta distancia empeora la fase y reducir esta longitud empeora el módulo del campo radiado.

La única solución es un rediseño del elemento unitario, para conseguir los mismos niveles de radiación con una longitud mucho menor, consiguiendo un margen de distancia para corregir los desajustes en la fase.

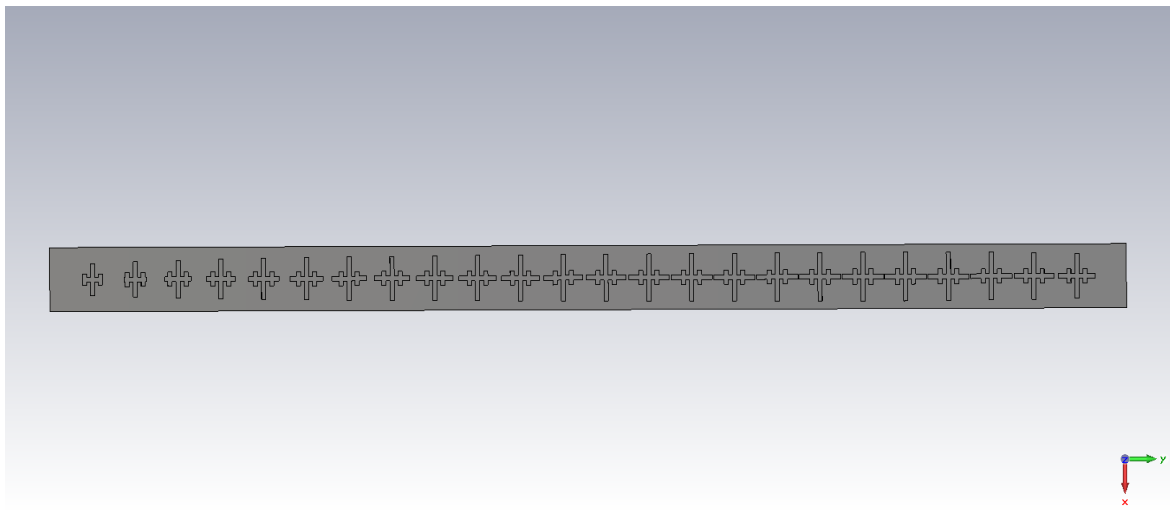


Figura 5.1 Array completo de 24 elementos en CST-Nuevo Elemento Radiante

## 5.2 -Nuevo Elemento Radiante

Se realizaron diversos estudios para dar con la mejor solución posible, pequeñas ranuras adicionales cercanas a la ranura en cruz, descentrar la ranura longitudinal hacia los extremos para eliminar el offset... Pero sin duda alguna, la mejor solución consistía en añadir dos pequeñas ranuras auxiliares a la longitud que se quiere disminuir. [Figura 5.2]. Se está modificando, indirectamente, el parámetro 'ws', o anchura de la ranura, para conseguir mayor radiación. Al añadir estos pequeños desniveles se consigue aumentar el ancho promedio de la

ranura, llegando a unos niveles asombrosos de radiación aumentada. Solamente se necesita aplicar esto a la ranura longitudinal a lo largo del eje  $y$ .

El efecto que produce en la ranura transversal (modo TE<sub>10</sub>) es prácticamente nulo [Tabla 5.1], siendo la modificación necesaria en su tamaño para radiar lo mismo que en la ranura cruz, del orden de las centésimas de milímetro.

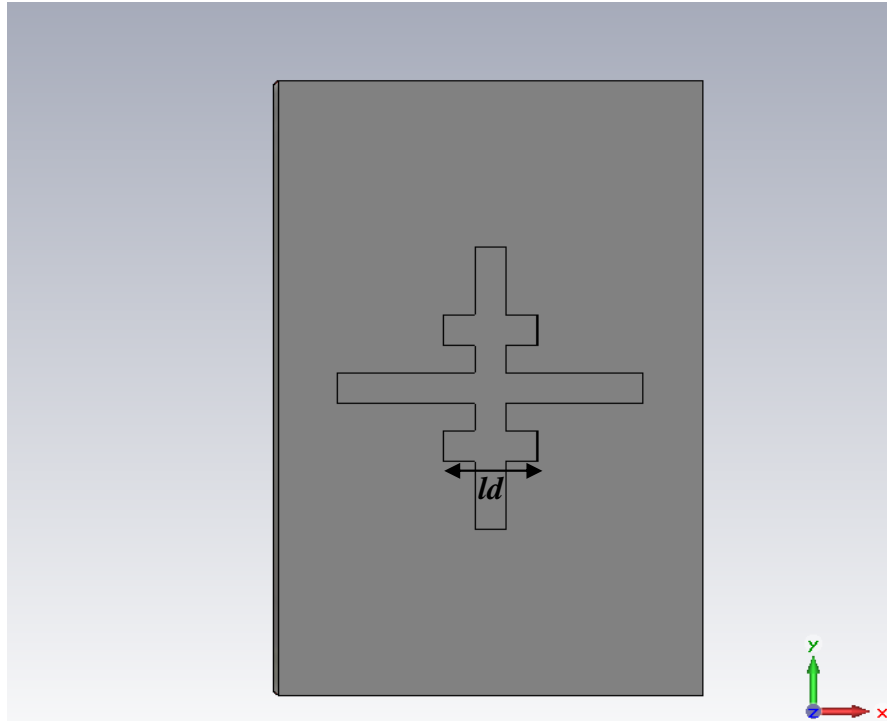


Figura 5.2 Nuevo Elemento Radiante

Se va a conservar el ancho de  $0,8\text{mm}$ , mientras que entra en juego un nuevo parámetro  $l_d$  o longitud de las ranuras extra de extremo a extremo, que se va a encargar de aportar esta radiación adicional solamente a la ranura longitudinal.

A continuación, se va a presentar un ejemplo de la mejora en radiación que supone este nuevo elemento, para una ranura grande de  $8\text{mm}$  tanto en longitudinal como en transversal, con un  $l_d = 2,4\text{mm}$  y  $l_a = 3,5\text{mm}$ :

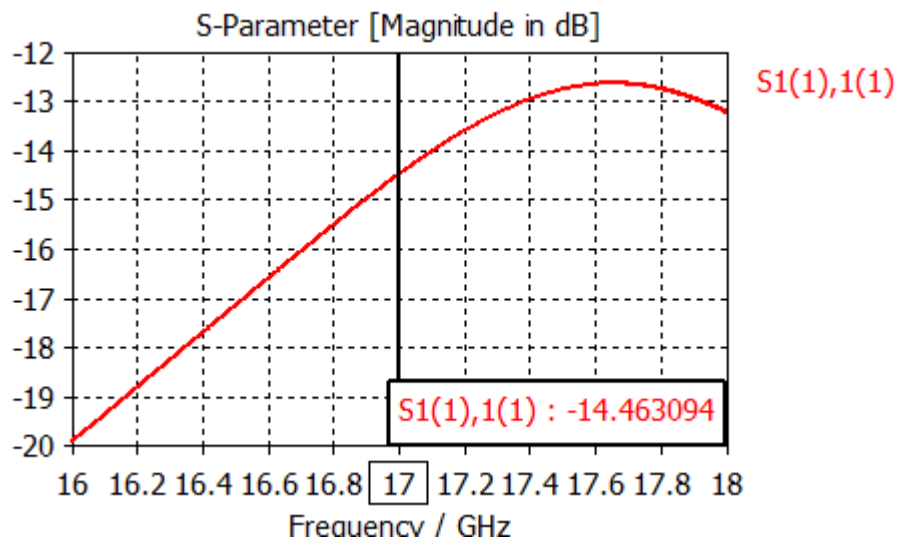


Figura 5.3 S11 – ' $l_d$ '=0mm - Te<sub>10</sub>



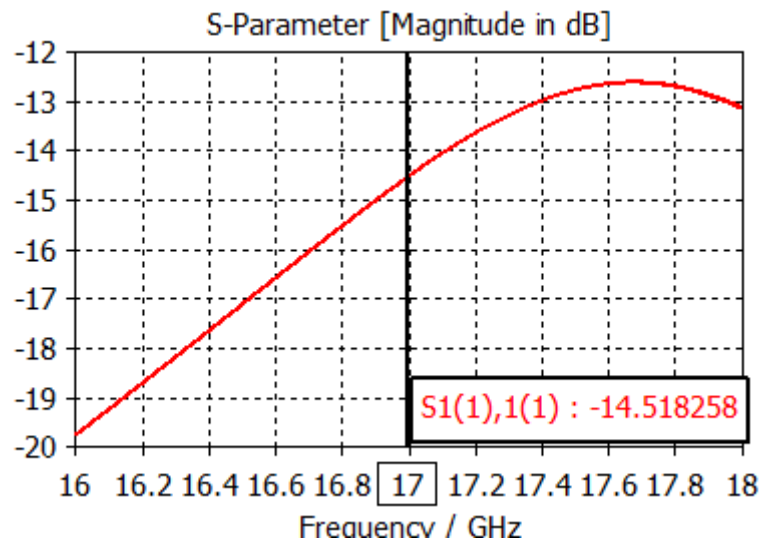


Figura 5.4 S11 – 'ld'=2,4mm -Te10

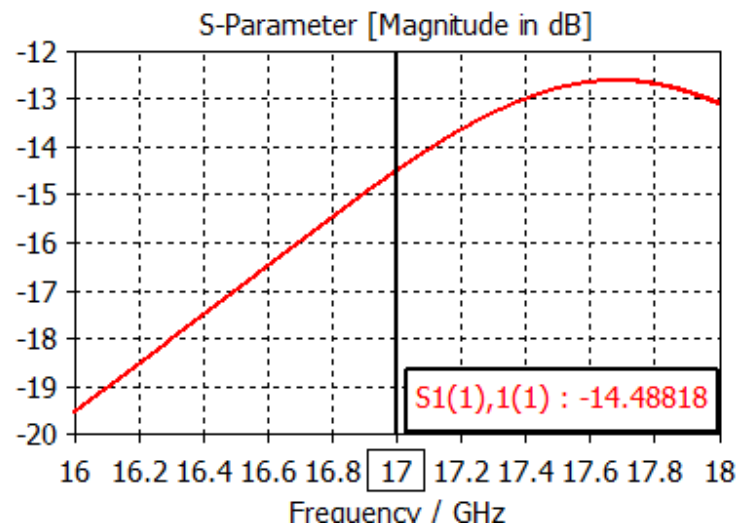


Figura 5.5 S11 – 'ld'=3,5mm -Te10

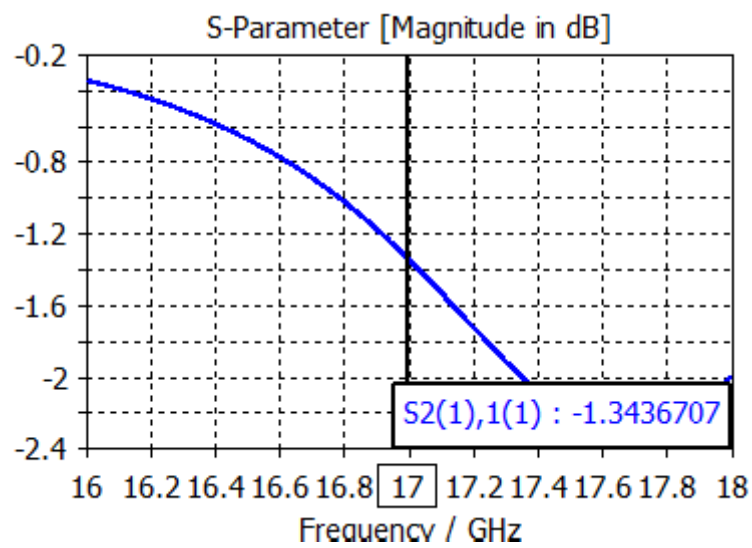


Figura 5.6 S21 – 'ld'=0mm -Te10

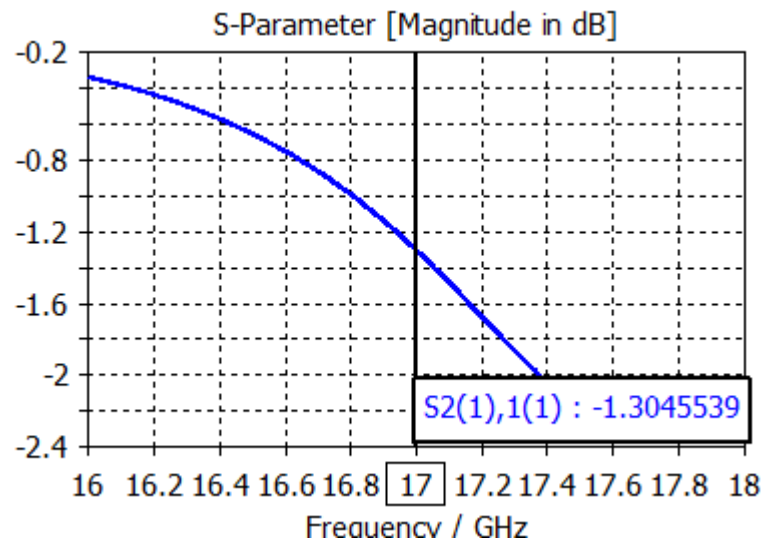


Figura 5.7 S21 – 'ld'=2,4mm -Te10

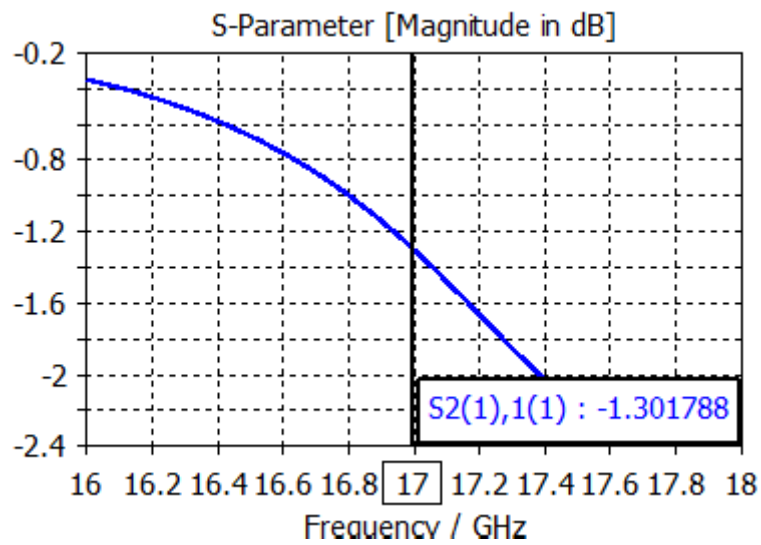


Figura 5.8 S21 – 'ld'=3,5mm -Te10

El efecto de este nuevo elemento no afecta en el modo TE10 – ranuras transversales.

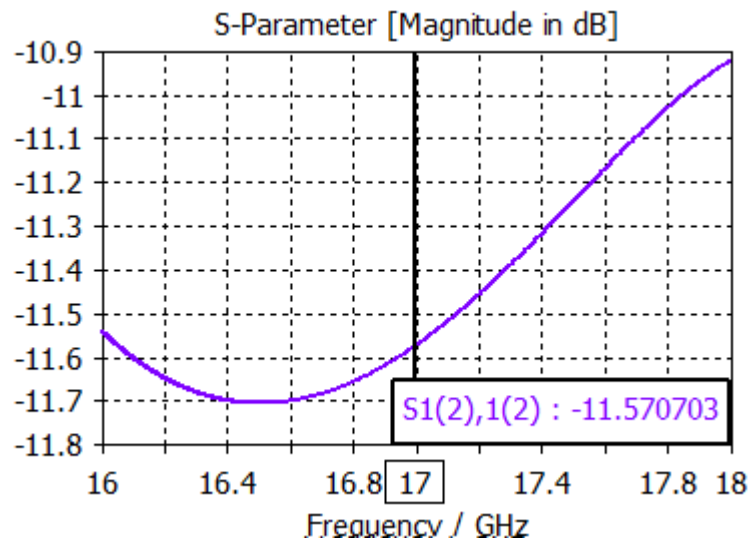


Figura 5.9 S11 – 'ld'=0mm -Te01

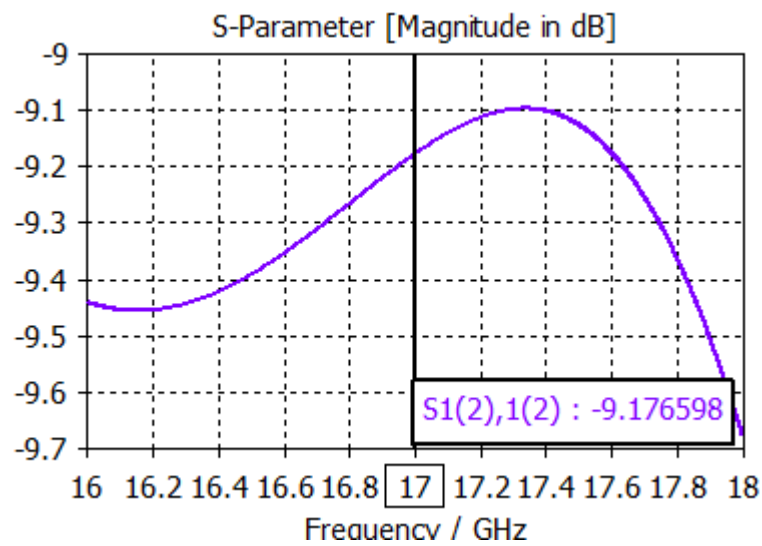


Figura 5.10 S11 – 'ld'=2,4mm -Te01

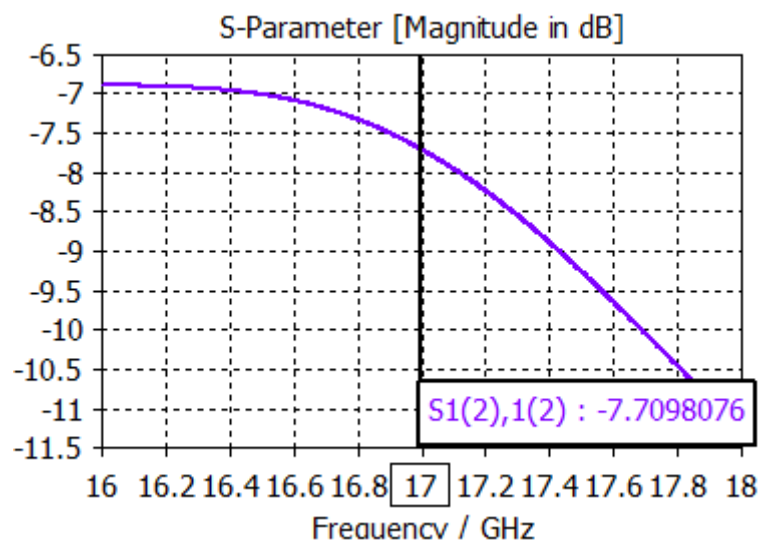


Figura 5.11 S11 – 'ld'=3,5mm -Te01

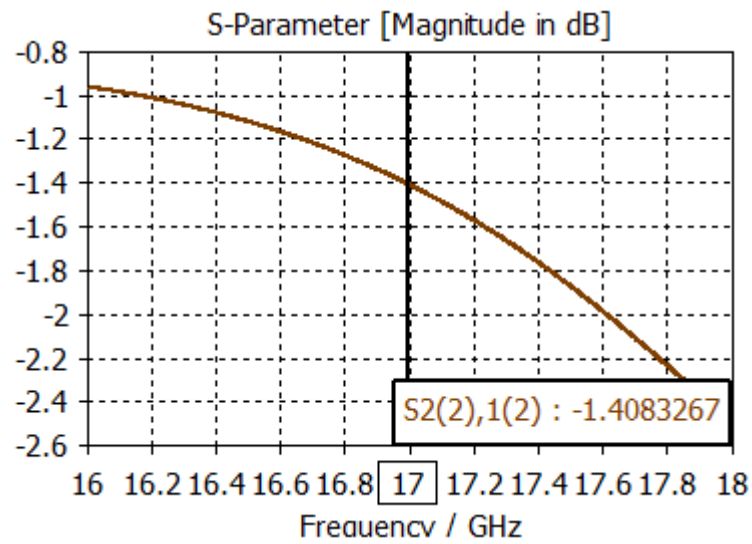


Figura 5.12  $S_{21}$  – ' $l_d$ '=0mm -Te01

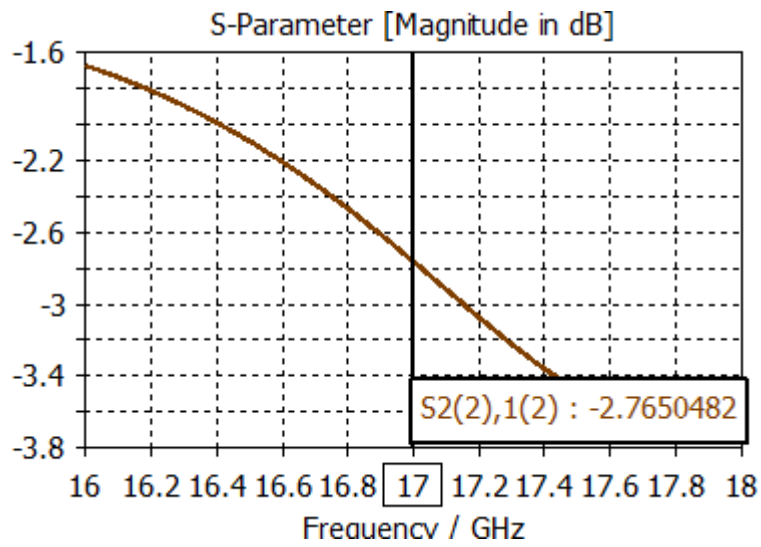


Figura 5.13  $S_{21}$  – ' $l_d$ '=2,4mm -Te01

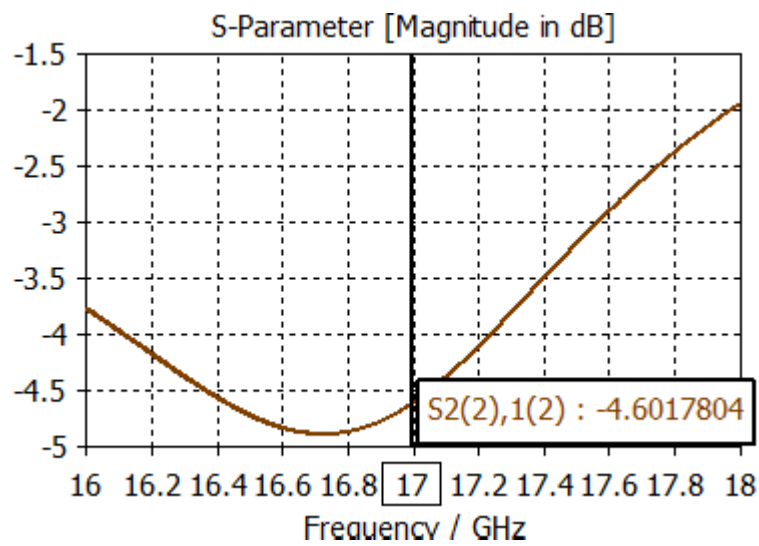


Figura 5.14  $S_{21}$  – ' $l_d$ '=3,5mm -Te01

Utilizando la [Fórmula 3.3] se va a calcular el parámetro  $S_k$  :

Modo	Transveral [mm]	Longitudinal [mm]	Id [mm]	Sk[dB]
TE10		8	8	0 -6,3766355
TE10		8	8	2,4 -6,494919
TE10		8	8	3,5 -6,5088406
TE01		8	8	0 -6,8340009
TE01		8	8	2,4 -4,5583786
TE01		8	8	3,5 -3,1518696

Tabla 5-1 Comparativa del nuevo elemento

Con este tipo de ranura se puede reducir el parámetro  $l_y$  , o longitud longitudinal, a costa de aumentar  $l_d$  consiguiendo el mismo nivel de radiación.

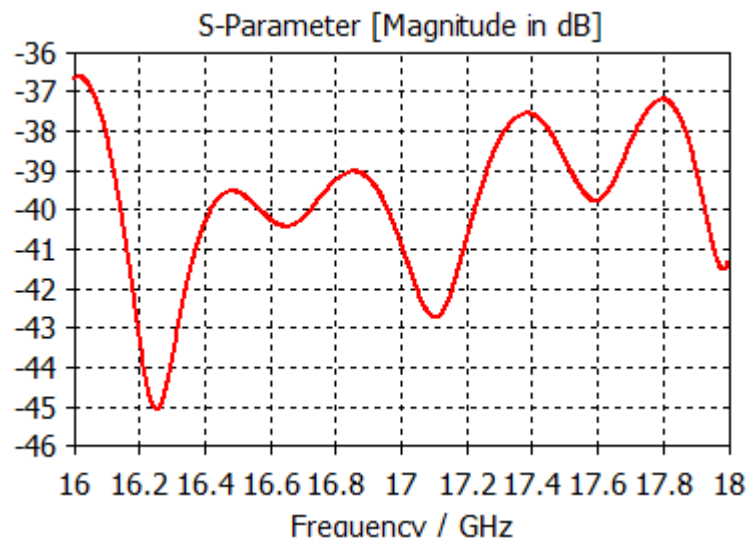
La siguiente y última prueba es rediseñar los 24 elementos del *array* con este nuevo elemento radiante, de la misma manera que se hizo para el elemento unitario [Sección 3.6.4], satisfaciendo la misma ley de alimentación del *array*, y comprando, cuanta distancia se ha podido recortar. A continuación, montar la antena completa y simularla con CST. Para esta prueba se fijó como objetivo minimizar lo más posible  $l_d$  .

Elemento	lx	ly antigua	ly nueva	Δdistancia	ld
1	5,41	4,83	3,8	1,03	1,9
2	5,98	5,43	4,14	1,29	2,4
3	6,39	5,9	4,91	0,99	2,4
4	6,7	6,27	5,44	0,83	2,4
5	6,95	6,58	5,84	0,74	2,4
6	7,14	6,83	6,16	0,67	2,4
7	7,3	7,05	6,42	0,63	2,4
8	7,43	7,23	6,64	0,59	2,4
9	7,54	7,39	6,83	0,56	2,4
10	7,63	7,53	6,99	0,54	2,4
11	7,72	7,66	7,13	0,53	2,4
12	7,79	7,76	7,26	0,5	2,4
13	7,86	7,87	7,38	0,49	2,4
14	7,92	7,96	7,48	0,48	2,4
15	7,98	8,04	7,58	0,46	2,4
16	8,03	8,12	7,67	0,45	2,4
17	8,09	8,19	7,75	0,44	2,4
18	8,14	8,25	7,77	0,48	2,5
19	8,18	8,3	7,76	0,54	2,6
20	8,2	8,31	7,77	0,54	2,6
21	8,15	8,27	7,73	0,54	2,6
22	8,05	8,14	7,69	0,45	2,4
23	7,87	7,88	7,4	0,48	2,4
24	7,58	7,45	6,89	0,56	2,4

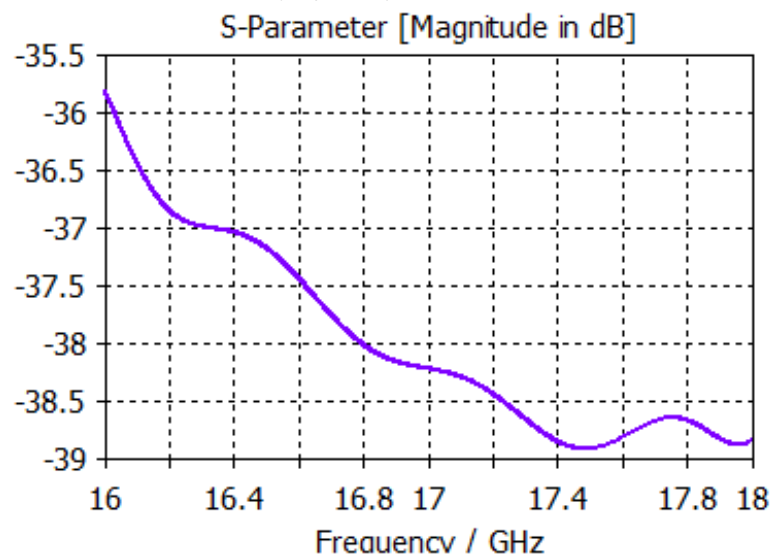
Tabla 5-2 Comparativa entre los 24 elementos del array

Se puede recortar mucha más distancia entre elementos, aumentando  $l_d$  en cada elemento. Las dimensiones de  $l_x$  no han variado.

Se expondrá, de igual manera que en la primera aproximación [Sección 3.6.4], el array completo [Figura 5.1] con el nuevo elemento unitario. No se ha utilizado el método de compensación de acoplos, simplemente se desea hacer una primera verificación del elemento.

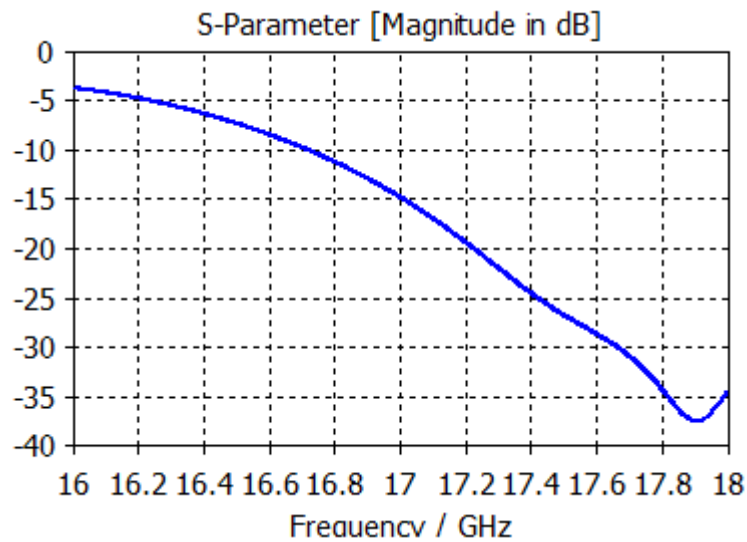


a) Reflexión para el modo  $Te_{10}$

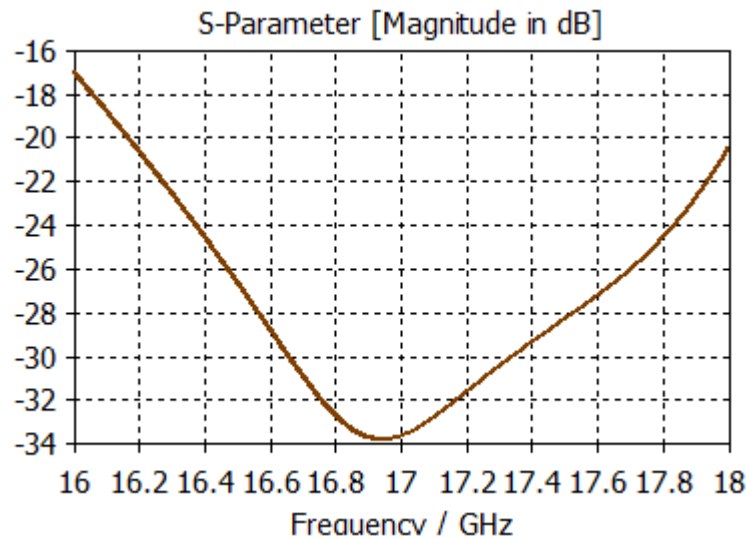


b) Reflexión para el modo  $Te_{01}$

Figura 5.15 Parámetro  $S_{1,1}$  del Array – Nuevo elemento



a) Transmisión para el modo  $Te_{10}$



b) Transmisión del modo  $Te_{01}$

**Figura 5.16 Parámetro  $S_{2,1}$  del Array – Nuevo elemento**

Si se compara con [Figura 3.19] [Figura 3.20], los resultados son muy parecidos, en cuanto a 'parámetros  $S$ '. Es lógico ya que al fin y al cabo se han hecho dos diseños de elementos unitarios buscando los mismos valores de radiación teóricos, pero con diferentes formas y distancias.

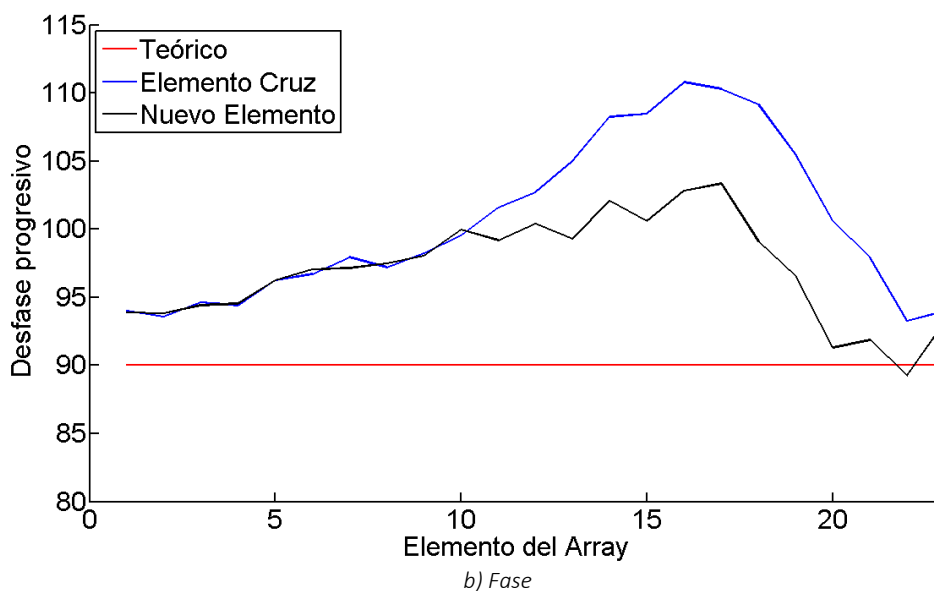
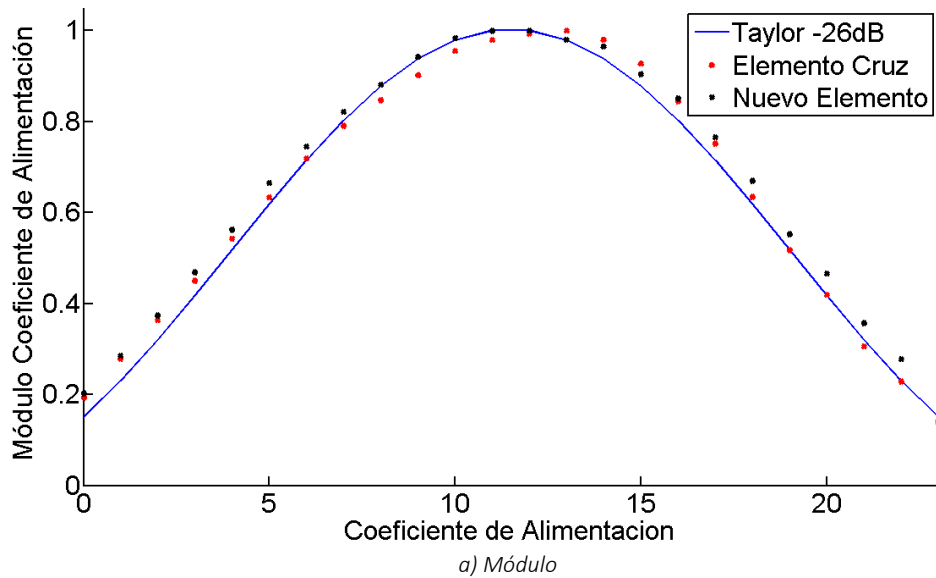


Figura 5.17 Campo radiado por los elementos del Array modo Te10 – Nuevo Elementos

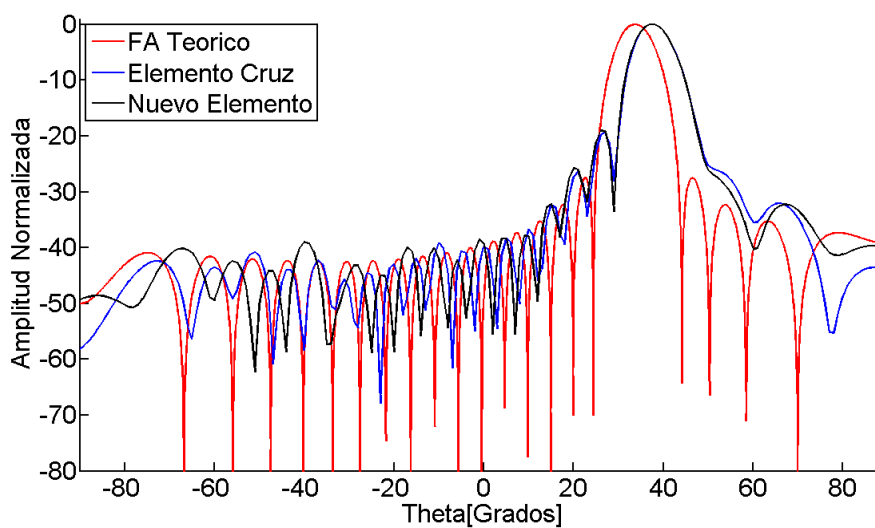
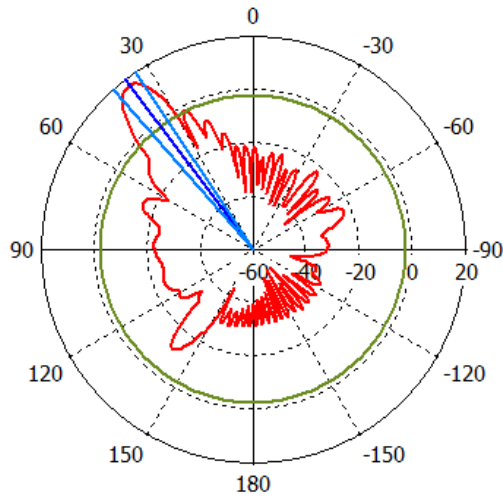


Figura 5.18 Componente copolar modo Te10 – Cartesianas – Nuevo Elemento



Al poder situar los elementos a una distancia de  $\lambda_g / 4 = 7,95mm$  existe un primer paso de mejora en el desfase progresivo del *array*. Se elimina el desfase que produce la distancia offset. Los módulos, prácticamente, no han variado.



Theta / Degree vs. dB

a) Diagrama

Frequency = 17

Main lobe magnitude = 17.0 dB

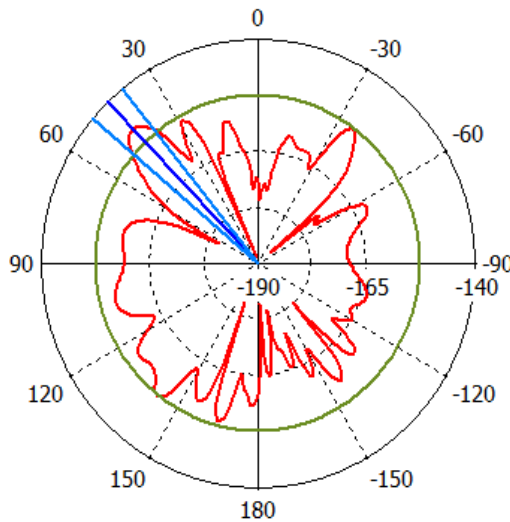
Main lobe direction = 37.0 deg.

Angular width (3 dB) = 7.7 deg.

Side lobe level = -19.0 dB

b) Propiedades

**Figura 5.19 Componente copolar, modo Te10 – polares – Nuevo Elemento**



Theta / Degree vs. dB

a) Diagrama

Frequency = 17

Main lobe magnitude = -148.7 dB

Main lobe direction = 44.0 deg.

Angular width (3 dB) = 10.7 deg.

Side lobe level = -3.9 dB

b) Propiedades

**Figura 5.20 Componente contrapolar, modo Te10 – polares – Nuevo Elemento**

Si se comparan con [Figura 3.24], los diagramas de radiación son muy parecidos dado que aún el efecto de la fase no es despreciable. La componente contrapolar sigue siendo nula.

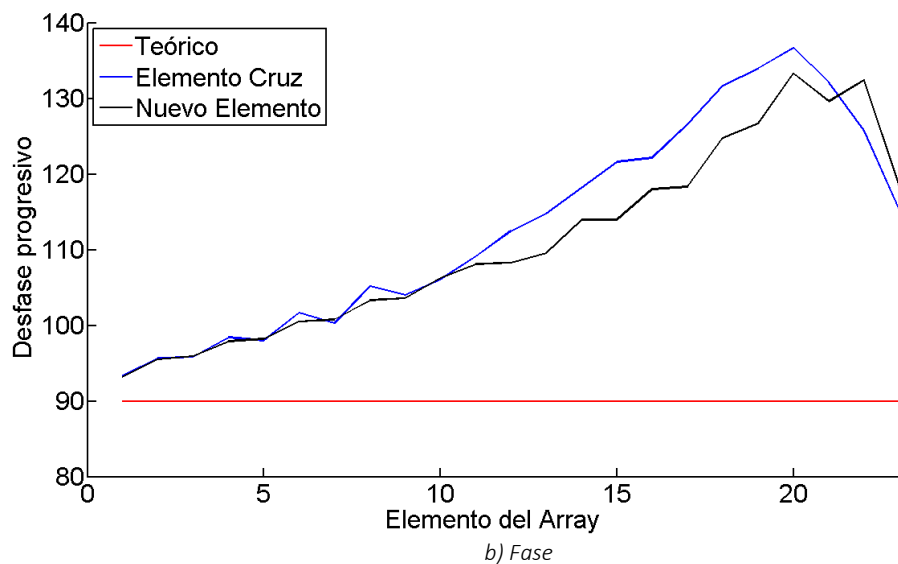
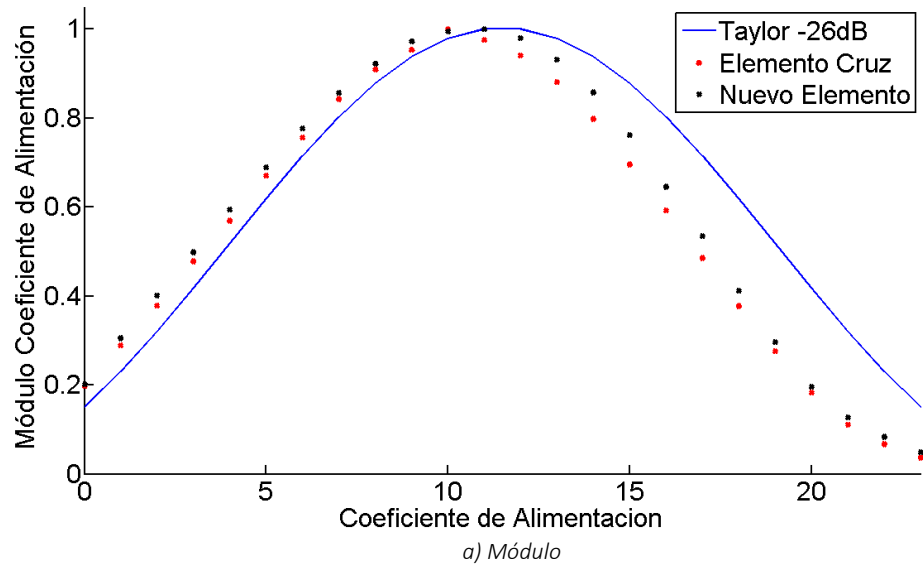


Figura 5.21 Campo radiado por los elementos del Array modo Te01 – Nuevo Elementos

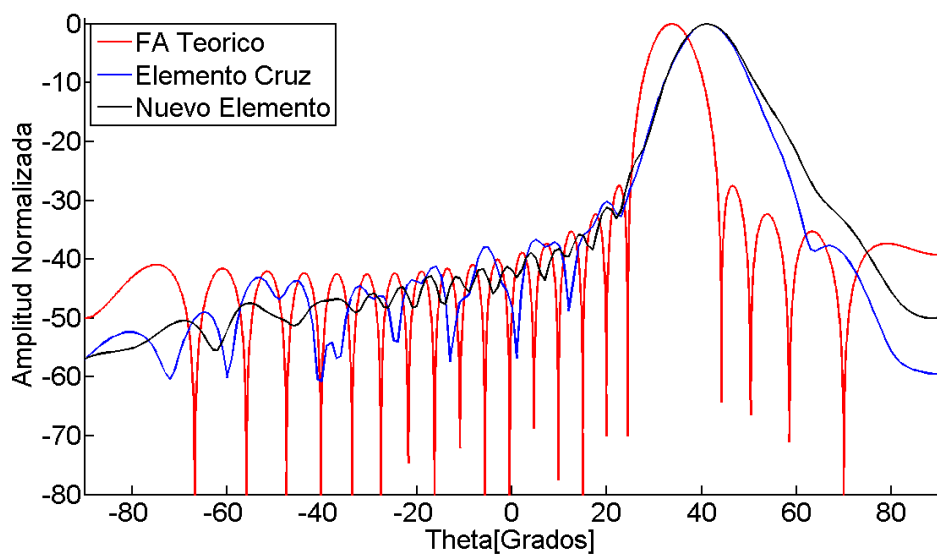
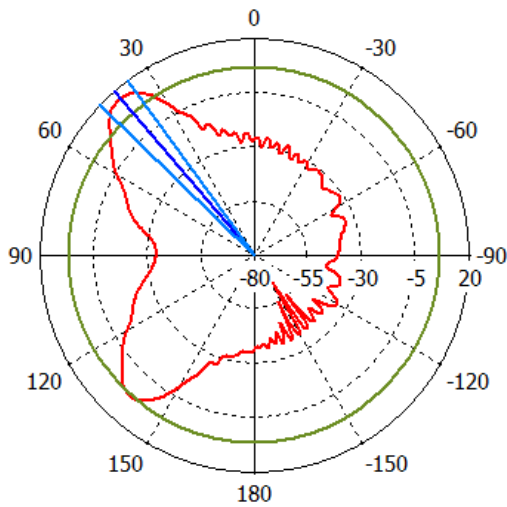


Figura 5.22 Componente copolar modo Te01 – Cartesianas – Nuevo Elemento

También hay una mejora en la fase aunque insuficiente para un diseño final.



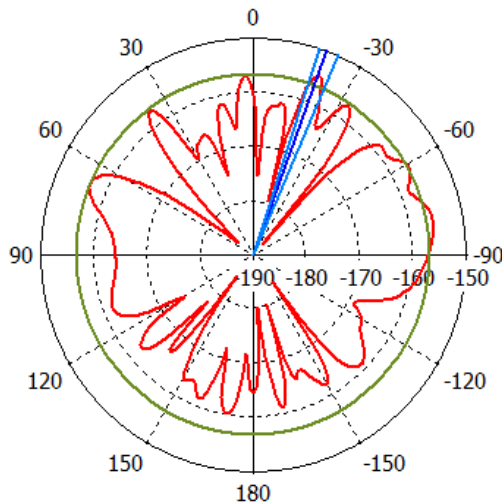
Theta / Degree vs. dB

a) Diagrama

Frequency = 17  
Main lobe magnitude = 15.6 dB  
Main lobe direction = 41.0 deg.  
Angular width (3 dB) = 10.1 deg.  
Side lobe level = -9.0 dB

b) Propiedades

**Figura 5.23 Componente copolar, modo Te01– polares – Nuevo Elemento**



Theta / Degree vs. dB

a) Diagrama

Frequency = 17  
Main lobe magnitude = -155.0 dB  
Main lobe direction = -20.0 deg.  
Angular width (3 dB) = 5.5 deg.  
Side lobe level = -1.6 dB

b) Propiedades

**Figura 5.24 Componente contrapolar, modo Te01 – polares – Nuevo Elemento**

Se sigue teniendo un *array* lineal con problemas causados por acoplamiento mutuo entre elementos, sobre todo con la fase, pero ahora con este nuevo elemento, si se puede corregir estos efectos, aplicando el método de compensación del acoplo descrito en el capítulo 4.



# 6. Conclusiones y trabajo futuro

---

## Conclusiones

Durante la realización de este Trabajo de Fin de Grado, se ha diseñado un *array* lineal sobre guía de onda cuadrada rellena de aire, formada mediante sustratos apilados de 'FR4', con frecuencia central a 17 GHz, con polarización dual y para el funcionamiento en la banda 'Ku'. Apilar sustratos de 'FR4' permite aligerar costes en el proyecto, aunque se ha comprobado que para un funcionamiento adecuado, se necesita metalizar las paredes interiores de esta estructura y taladrar sobre la guía las futuras ranuras del *array*. El array ha sido diseñado para tener 24 elementos, siguiendo una distribución de Taylor a -26dB con una potencia residual total del 2%.

En un comienzo, se diseñó el elemento radiante con forma de cruz, para poder conseguir una polarización dual. Se realizó un estudio de caracterización para el acoplamiento de ranuras individuales, desarrollando con esto, un primer diseño del *array*. Por desgracia, surgieron unas limitaciones físicas con el espaciado entre elementos, debido a la elevada longitud de onda de la guía rellena de aire. Ha impedido compensar el desfase progresivo entre ranuras, con el elemento unitario previamente diseñado, pese a tener los módulos de los coeficientes de acoplo prácticamente ajustados.

Ante esta situación se propone una solución en el capítulo 5, que consiste en añadir una pequeña ranura auxiliar al elemento en cruz, para aumentar el ancho promedio de la ranura y conseguir los mismos niveles de radiación, pero con ranuras de mucha menor longitud. Se ha realizado un segundo diseño del *array* lineal, con este nuevo elemento radiante, con la misma ley de alimentación y buscando los mismos niveles de radiación, que en el diseño anterior. Se consiguió un diagrama de radiación muy parecido entre ambos diseños.

Por otro lado, se ha investigado, en este TFG, una mejora para el método de compensación de acoplo mutuo entre elementos, que se estaba empleando en el grupo RFCAS, permitiendo mejorar sustancialmente la cantidad de horas que requiere esta etapa de cualquier diseño de *arrays*. Permite modelar el comportamiento del acoplo de un *array* completo, mediante simulaciones parciales de la estructura, logrando que para cualquier cambio, que se hiciera durante este ajuste, no hiciese falta simular toda la antena completa, solamente unos pocos elementos de ella.

## Trabajo Futuro

Como línea de trabajo más inmediata, y que se piensa realizar en mi futuro Trabajo de Fin de Master, se propone coger como punto de partida, todo lo realizado durante este Trabajo de Fin de Grado, para terminar de ajustar el acoplo mutuo entre elementos, utilizando la mejora propuesta en el capítulo 4. Posteriormente, la construcción de la antena entre una empresa externa y el taller de circuitos impresos de la Eps. Irá seguido de su correspondiente etapa de medidas y verificación en la cámara anecoica de la escuela.

Otra línea de trabajo posible, y que de hecho, comenzará a desarrollarse el próximo año, que eliminará los problemas con el espaciado entre elementos, sería utilizar una guía de onda rellena de dieléctrico en lugar de aire. Con esto se consigue bajar la longitud de onda de la guía, permitiendo desarrollar un *array* con distancia entre elementos de  $3\lambda_g / 4$  en lugar de  $\lambda_g / 4$ . Además se obtendría un desapuntamiento menor en la antena.

Otra línea de trabajo posible, consistiría en utilizar el nuevo elemento radiante, para diseñar un array sin potencia residual. Habría que aumentar la longitud  $l_d$  de la ranura hasta conseguir que radiase lo descrito en la tabla [3.5].

# Referencias

---

- [1] **José Luis Masa Campos**. Antenas y compatibilidad electromagnética, 2014. Asignatura del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [2] **J. L. Masa-Campos, S. Klinger, M. Sierra-Pérez**, “Parallel plate patch antenna with internal horizontal coupling lines and TEN0 mode excitation”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no.7, pp. 2185 – 2189, Julio 2009.
- [3] **Jorge Alfonso Ruiz Cruz**. Medios de transmisión, 2012 Asignatura del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [4] **Constantine Balanis**. Antenna Theory: Analysis and Desing, 3rd Edition, 2005.
- [5] **Angel Cardama**. Antenas, 2002.
- [6] IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas," *IEEE Std 145-1983* , vol., no., pp.1,31, June 22 1983
- [7] **F.J. Goebels and T.S. Fong**, “Four Independent Beams from a Single Linear Array”. *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 13, no 5, pp. 683 – 691, Sep. 1965.
- [8] **J. Miller and B. Forman**, “A planar slot array with four independent beams”. *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 14, no 5, pp. 560 – 566, Sep. 1966.
- [9] **J. L. Masa-Campos and P. Rodriguez-Fernandez, M. Sierra-Pérez and J. L. Fernandez-Jambrina**, “Monopulse Circularly Polarized SIW Slot Array Antenna in Millimetre Band” *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 25, 857–868, 2011.
- [10] **Jaroslav Uher, Jens Bornemann and Uwe Rosenberg**, “Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD, Artech House, 1993.
- [11] **David M. Pozar** “Microwave Engineering”, John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [12] **M. H. Ho, K. A. Michalski, and K. Chang**, “Waveguide Excited Microstrip Patch Antenna-Theory and Experiment”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 8, 1994.

[13] **M.-H. Ho and C.-I.G. Hsu**, “Circular-waveguide-fed microstrip patch Antennas”, Electronics Letters, vol. 41, no. 22, 2005.

[14] **J. L. Masa-Campos and M. Sierra-Pérez**, Linearly Polarized Radial Line Patch Antenna With Internal Rectangular Coupling Patches, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 59, no. 8, 2011.



# Anexos

## Tablas

A continuación se presentan las tablas que contienen los parámetros de diseño.

Dieléctrico(mm.)	Cobre base (µm.)	Espesor final (mm.)
0,125	18/18	0,161
0,125	35/35	0,195
0,250	18/18	0,286
0,250	35/35	0,320
0,320	35/35	0,390
0,360	18/18	0,396
0,360	35/35	0,430
0,470	35/35	0,540
0,540	35/35	0,610
0,710	35/35	0,780
0,730	35/35	0,800
0,760	18/18	0,800
0,930	35/35	1,000
0,960	18/18	1,000
1,130	35/35	1,200
1,165	18/18	1,200
1,530	35/35	1,600
1,580	18/18	1,600
1,930	35/35	2,000
2,330	35/35	2,400
3,130	35/35	3,200

Anexo A Espesores del Dieléctrico

Transversal	Longitudinal	S11[dB]	S21[dB]	Sk[dB]
4	4	-40,669126	-0,0012586676	-36,9025084786
4,1	4	-40,134436	-0,0014714834	-36,1652167725
4,2	4	-39,603228	-0,0017143382	-35,4500779906
4,3	4	-39,073946	-0,0019950032	-34,7431547855
4,4	4	-38,553076	-0,0023233181	-34,0309216526
4,5	4	-38,02915	-0,0026910054	-33,3535250893
4,6	4	-37,502828	-0,0031234457	-32,6661877575
4,7	4	-36,976866	-0,0036227222	-31,9844339257

4,8	4	-36,449106	-0,0042033469	-31,3025381948
4,9	4	-35,920393	-0,0048725902	-30,62737563
5	4	-35,393514	-0,0056522304	-29,9490815518
5,1	4	-34,859533	-0,0065448889	-29,2839101034
5,2	4	-34,322313	-0,0075796148	-28,6197614862
5,3	4	-33,783441	-0,0087844473	-27,9528663495
5,4	4	-33,238809	-0,010180708	-27,2883774517
5,5	4	-32,689458	-0,01180789	-26,6217400666
5,6	4	-32,134065	-0,013707601	-25,9524521237
5,7	4	-31,572921	-0,015916332	-25,2841416784
5,8	4	-31,004424	-0,018509547	-24,6100024133
5,9	4	-30,427823	-0,021553503	-23,9314632692
6	4	-29,842504	-0,025144212	-23,2458733834
6,1	4	-29,2469	-0,029380006	-22,554868404
6,2	4	-28,641519	-0,034437001	-21,8503314213
6,3	4	-28,02218	-0,040427405	-21,1414470503
6,4	4	-27,388989	-0,047599911	-20,4209981229
6,5	4	-26,743615	-0,056187223	-19,6909048051
6,6	4	-26,078877	-0,066614036	-18,94328503
6,7	4	-25,395478	-0,079299689	-18,1796505506
6,8	4	-24,692065	-0,094840825	-17,3977239095
6,9	4	-23,96644	-0,11401593	-16,5956449222
7	4	-23,210518	-0,13804779	-15,7655637461
7,1	4	-22,437132	-0,16787924	-14,9197394664
7,2	4	-21,632095	-0,2057825	-14,0438540144
7,3	4	-20,796924	-0,25422671	-13,1395445323
7,4	4	-19,93418	-0,31671505	-12,205624071
7,5	4	-19,041999	-0,39766688	-11,2475936394
7,6	4	-18,118502	-0,50424256	-10,259630958
7,7	4	-17,176623	-0,64435874	-9,2544068457
7,8	4	-16,231871	-0,82760228	-8,2479868427
7,9	4	-15,31545	-1,0614116	-7,2718947358
8	4	-14,458757	-1,3502765	-6,3563246494
8,1	4	-13,728306	-1,6744455	-5,5666454915
8,2	4	-13,196164	-1,9788002	-4,9750481157
8,3	4	-12,907207	-2,1875004	-4,6280754094
8,4	4	-12,884293	-2,2346494	-4,549939741
8,5	4	-13,103914	-2,1219207	-4,7162893338

**Anexo B Coeficiente de acoplamiento en función de la longitud – ranura transversal**

<b>Transversal</b>	<b>Longitudinal</b>	<b>S11[dB]</b>	<b>S21[dB]</b>	<b>Sk[dB]</b>
4	4	-34,305399	-0,0038133219	-32,9534269552
4	4,1	-33,772974	-0,0044229661	-32,2298263301
4	4,2	-33,241613	-0,0051233077	-31,5185785252
4	4,3	-32,71076	-0,005926283	-30,8199926019
4	4,4	-32,171087	-0,0068609365	-30,123528082
4	4,5	-31,68345	-0,0078822281	-29,4514199689
4	4,6	-31,157352	-0,0090860647	-28,781470637
4	4,7	-30,630846	-0,01047408	-28,1134126071
4	4,8	-30,104316	-0,012051026	-27,4599884213
4	4,9	-29,534168	-0,013908789	-26,810463402
4	5	-29,002615	-0,016017463	-26,1561134062
4	5,1	-28,477174	-0,01839799	-25,5170311464
4	5,2	-27,949911	-0,021129474	-24,8809701954
4	5,3	-27,420606	-0,024265199	-24,2474269287
4	5,4	-26,888561	-0,027859622	-23,6178432808
4	5,5	-26,353874	-0,031988654	-22,9901335816
4	5,6	-25,815614	-0,036726891	-22,3655751301
4	5,7	-25,273893	-0,042178333	-21,7419050556
4	5,8	-24,72915	-0,048446358	-21,1196529026
4	5,9	-24,180871	-0,055666645	-20,4976930979
4	6	-23,628854	-0,063996987	-19,8751893086
4	6,1	-23,052598	-0,073691714	-19,2542281268
4	6,2	-22,480599	-0,084968698	-18,6245514541
4	6,3	-21,917106	-0,097881204	-17,9984098658
4	6,4	-21,347707	-0,11287657	-17,3698393786
4	6,5	-20,772035	-0,13033081	-16,7381604234
4	6,6	-20,189744	-0,15068594	-16,103168728
4	6,7	-19,600468	-0,17448787	-15,4641704361
4	6,8	-19,003935	-0,20238593	-14,8209091646
4	6,9	-18,399867	-0,23518277	-14,1727953152
4	7	-17,788393	-0,273826	-13,5199235602
4	7,1	-17,169382	-0,31950737	-12,8618352544
4	7,2	-16,542982	-0,37365672	-12,1987310497
4	7,3	-15,903453	-0,43799341	-11,5335748292
4	7,4	-15,25898	-0,51501355	-10,860133422
4	7,5	-14,615407	-0,60666635	-10,185374671
4	7,6	-13,968239	-0,71636822	-9,5093374523
4	7,7	-13,319913	-0,84781573	-8,8344485358
4	7,8	-12,673832	-1,0052965	-8,1641083456
4	7,9	-12,034568	-1,1936213	-7,5028340917
4	8	-11,408108	-1,4178472	-6,8565551993
4	8,1	-10,801828	-1,6827586	-6,2326563057
4	8,2	-10,224603	-1,9918528	-5,6399946819

4	8,3	-9,686641	-2,3456464	-5,0887524558
4	8,4	-9,1990287	-2,7391974	-4,5899512824
4	8,5	-8,7732658	-3,1574997	-4,156423711

Anexo C Coeficiente de acoplamiento en función de la longitud – ranura longitudinal

RANURA	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
COMPLETA ELEMENTO CRUZ	0,0031	0,0065	0,0110	0,0171	0,0253	0,0354	0,0473	0,0600	0,0733	0,0898	0,1106	0,1307
	0,0039	0,0085	0,0147	0,0237	0,0345	0,0496	0,0664	0,0883	0,1129	0,1398	0,1786	0,2073
5 ELEMENTOS	0,0025	0,0052	0,0083	0,0136	0,0207	0,0293	0,0403	0,0529	0,0671	0,0856	0,1100	0,1278
	0,0026	0,0064	0,0099	0,0165	0,0254	0,0362	0,0499	0,0649	0,0822	0,0967	0,1218	0,1418
7 ELEMENTOS	0,0025	0,0063	0,0093	0,0145	0,0217	0,0297	0,0391	0,0503	0,0646	0,0882	0,1234	0,1576
	0,0027	0,0078	0,0101	0,0215	0,0349	0,0528	0,0769	0,1067	0,1382	0,1697	0,1995	0,2206
COMPLETA NUEVO ELEMENTO	0,0032	0,0064	0,0111	0,0176	0,0258	0,0370	0,0483	0,0617	0,0756	0,0936	0,1125	0,1308
	0,0038	0,0088	0,0153	0,0239	0,0349	0,0486	0,0649	0,0844	0,1069	0,1331	0,1608	0,1931

RANURA	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
COMPLETA ELEMENTO CRUZ	0,1546	0,1853	0,2189	0,2504	0,2771	0,3038	0,3107	0,3000	0,2818	0,2082	0,1475	0,0624
	0,2432	0,2817	0,3219	0,3605	0,4088	0,4636	0,5220	0,5834	0,6149	0,5880	0,5231	0,3263
5 ELEMENTOS	0,1484	0,1655	0,1846	0,2026	0,2284	0,2474	0,2657	0,2770	0,2546	0,1905	0,1997	0,0861
	0,1682	0,2039	0,2499	0,3067	0,3451	0,4053	0,4441	0,4616	0,4629	0,4331	0,3934	0,2517
7 ELEMENTOS	0,1942	0,2280	0,2616	0,2917	0,3332	0,3579	0,3769	0,3887	0,3560	0,2491	0,1289	0,0577
	0,2304	0,2455	0,2611	0,2865	0,3228	0,3732	0,4317	0,4917	0,5424	0,5036	0,4413	0,2675
COMPLETA NUEVO ELEMENTO	0,1506	0,1704	0,1993	0,2183	0,2471	0,2660	0,2772	0,2608	0,2513	0,1969	0,1482	0,0446
	0,2304	0,2704	0,3137	0,3607	0,4054	0,4671	0,5198	0,5623	0,5587	0,5360	0,4978	0,3393

Anexo D Nuevo coeficiente de acoplamiento

CONSTANTE K	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
COMPLETA ELEMENTO CRUZ	5,73E-09											
	7,17E-09											
5 ELEMENTOS	4,66E-09	4,66E-09	4,66E-09	4,93E-09	5,17E-09	5,36E-09	5,54E-09	5,69E-09	5,94E-09	6,05E-09	6,10E-09	6,09E-09
	5,03E-09	5,03E-09	5,03E-09	5,44E-09	5,77E-09	6,07E-09	6,37E-09	6,60E-09	6,96E-09	7,04E-09	7,12E-09	7,07E-09
7 ELEMENTOS	5,01E-09	5,01E-09	5,01E-09	5,01E-09	5,19E-09	5,34E-09	5,47E-09	5,61E-09	5,71E-09	5,80E-09	5,87E-09	5,92E-09
	5,72E-09	5,72E-09	5,72E-09	5,72E-09	6,05E-09	6,32E-09	6,56E-09	6,83E-09	6,94E-09	7,09E-09	7,12E-09	7,25E-09

CONSTANTE K	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
COMPLETA ELEMENTO CRUZ	5,73E-09											
	7,17E-09											
5 ELEMENTOS	6,08E-09	6,07E-09	6,07E-09	6,09E-09	6,09E-09	6,10E-09	6,07E-09	6,05E-09	6,01E-09	5,99E-09	5,99E-09	5,99E-09
	7,07E-09	7,07E-09	7,07E-09	7,13E-09	7,23E-09	7,20E-09	7,23E-09	7,32E-09	7,49E-09	7,57E-09	7,57E-09	7,57E-09
7 ELEMENTOS	5,94E-09	5,95E-09	5,95E-09	5,95E-09	5,96E-09	5,94E-09	5,94E-09	5,93E-09	5,93E-09	5,93E-09	5,93E-09	5,93E-09
	7,22E-09	7,24E-09	7,20E-09	7,15E-09	7,13E-09	7,08E-09	7,01E-09	7,07E-09	7,08E-09	7,08E-09	7,08E-09	7,08E-09

Anexo E Constante K





